



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**LUAN CARLOS DOS SANTOS MAZZA**

**CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL DAB MONOFÁSICO BASEADO NA  
CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS**

**FORTALEZA**

**2014**

**LUAN CARLOS DOS SANTOS MAZZA**

**CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL DAB MONOFÁSICO BASEADO NA  
CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Orientador: Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD

Coorientador: Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr.

**FORTALEZA**

**2014**

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

- 
- M429c Mazza, Luan Carlos dos Santos.  
Conversor CC-CC bidirecional DAB monofásico baseado na célula de comutação de três estados / Luan Carlos dos Santos Mazza. – 2014.  
236 f. : il. color., enc. ; 30 cm.
- Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2014.  
Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica.  
Orientação: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.  
Coorientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior.
1. Engenharia elétrica. 2. Conversores. 3. Geração de energia fotovoltaica. I. Título.

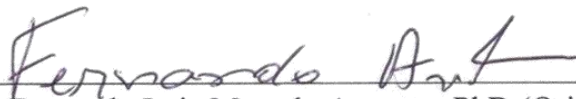
**LUAN CARLOS DOS SANTOS MAZZA**

**CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL DAB MONOFÁSICO BASEADO NA  
CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Aprovada em: 15/12/2014.

**BANCA EXAMINADORA**



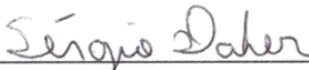
Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, PhD (Orientador)

Universidade Federal do Ceará (UFC)



Prof. Demercil de Souza Oliveira Júnior, Dr. (Coorientador)

Universidade Federal do Ceará (UFC)



Prof. Sergio Daher, Dr. (Externo ao programa)

Universidade Federal do Ceará (UFC)



Prof. Romero Leandro Andersen, Dr. (Externo à instituição)

Universidade Federal da Paraíba (UFPB)

*À Deus.*

*À minha família e minha companheira Thays.*

## AGRADECIMENTOS

Agradeço ao GPEC por disponibilizar equipamentos e materiais necessários ao desenvolvimento e implementação do projeto.

Aos meus orientadores Prof. PhD. Fernando Antunes e Prof. Dr. Demercil Oliveira, pela orientação e confiança neste trabalho. Agradeço especialmente aos bolsistas e alunos Lucas Souza, Paulo Campelo, Felipe Henrique, Gerson, Luiz Paulo e Lianderson pela colaboração no trabalho. Aos membros da banca examinadora, Prof. Dr. Sergio Daher e Prof. Dr. Romero Leandro Andersen que dispuseram e dedicaram seu tempo em ler e realizar suas considerações. Aos professores, Dr. Cícero Marcos Tavares, Dra. Ruth Pastora Saraiva, Dr. Paulo Carvalho, Dr. Paulo Praça e Dr. Luiz Henrique, aos técnicos do Departamento de Engenharia Elétrica, e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE da Universidade Federal do Ceará – UFC.

Aos meus colegas de pós-graduação, especialmente ao Heron e o Fábio Freire, aos meus amigos de Limoeiro do Norte, Neilton, Evandro, Marcello e Rodnei e de Fortaleza, Davi, Esio, Welton, Barbosa, Samuel, Juliano, Dalton, Amaury, Fernando, Lucas, Antônio, Bruno, dentre outros. Enfim, todos aqueles que estiveram presentes nas discussões e melhorias deste trabalho.

A minha família, meus pais, Raimunda Lucineide e Raimundo Jaerdes, meus irmãos, Luiz Carlos, Pedro Lucas e Milly, aos meus amigos de graduação Fábio Mendes e Guslã Santiago, e em especial minha companheira Thays, pois sempre me incentivou e participou desse trabalho. A todos que sempre me motivaram na conclusão desta etapa profissional e acadêmica em minha vida. Muito obrigado a todos.

*“O SENHOR é o meu pastor, nada me faltará.”*

*(Salmo 23:1)*

*“Ainda que eu andasse pelo vale da sombra da morte, não temeria mal algum, porque tu estás comigo; a tua vara e o teu cajado me consolam.”*

*(Salmo 23:3)*

*“Certamente que a bondade e a misericórdia me seguirão todos os dias da minha vida; e habitarei na casa do SENHOR por longos dias.”*

*(Salmo 23:6)*

## RESUMO

Neste trabalho é apresentado o conversor CC-CC ZVS isolado bidirecional *Dual Active Bridge* (DAB) monofásico, baseado na célula de comutação de três estados. A proposta é aplicá-lo em sistemas fotovoltaicos com banco de baterias em redes inteligentes. Basicamente o controle do conversor consiste na razão cíclica ( $D$ ) dos interruptores e o Phase Shift ( $\phi$ ) entre as componentes fundamentais das tensões entre as pontes. A modelagem por *gyrator* do conversor é apresentada, destacando-se sua característica natural de funcionamento como *gyrator*. Mostra-se a análise qualitativa e quantitativa do conversor, realizando o estudo completo das etapas de operação da topologia e verificando todas as dezesseis regiões de operação. Para obtenção das regiões de comutação suave, é aplicado o modelo fundamental. O procedimento de projeto do conversor é apresentado, além dos resultados de simulações. Um protótipo de 2 kW foi desenvolvido, visando a obtenção dos resultados experimentais e validando a análise teórica.

**Palavras-chave:** bidirecional, conversor DAB, comutação suave ZVS, *gyrator*, *phase shift*.



## ABSTRACT

This work presented is DC-DC isolated ZVS Bidirectional Dual Active Bridge (DAB) single phase converter, based three-state switching cell is presented. The proposal is to apply it in photovoltaic systems with battery bank into smart networks. Basically the drive control is the duty cycle ( $D$ ) of the switches and the Phase Shift ( $\phi$ ) of the fundamental tensions between the bridges. The gyrator modeling of the converter is presented, highlighting its natural operating characteristic as gyrator. Shows the qualitative and quantitative analysis of the converter, realizing the full study of the stages of operation of the topology and checking all sixteen regions of operation. To obtain the regions of soft-switching, the fundamental model is applied. The design procedure of the converter is presented, and the results of simulations. A 2kW prototype was developed, aimed at obtaining experimental results validate the theoretical analysis.

**Keywords:** bidirectional, DAB converter, ZVS soft switching, gyrator, phase shift.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Diagrama do sistema fotovoltaico proposto.....	6
Figura 2.1 - Conversor CC-CC de alto ganho para aplicação em sistemas fotovoltaicos.....	10
Figura 2.2 - Conversor CC-CC para aplicação em veículos elétricos.....	11
Figura 2.3 - Conversor CC-CC para aplicação em sistemas autônomos.....	12
Figura 2.4 - Conversor CC-CC bidirecional Zeta-SEPIC.....	13
Figura 2.5 - Conversor DAB monofásico.....	14
Figura 2.6 - Conversor TAB monofásico.....	15
Figura 2.7 - Conversor QAB monofásico.....	15
Figura 2.8–Conversor TAB monofásico aplicado à células de combustível e supercapacitores. .....	16
Figura 2.9 - Conversor DAB monofásico.....	17
Figura 2.10 - Conversor DAB trifásico.....	18
Figura 2.11 - Conversor CC-CC trifásico bidirecional intercalado com grampeamento ativo.....	19
Figura 2.12 - Conversor CC-CC trifásico bidirecional com três portas alimentado em corrente. .....	20
Figura 2.13 - Conversor CC-CC trifásico bidirecional DPS com ciclo de trabalho variável.....	21
Figura 2.14 - Conversor DAB-CCTE proposto.....	22
Figura 3.1 - Conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE para aplicação com duas portas.....	25
Figura 3.2 - Gráfico das regiões de operação do conversor DAB-CCTE.....	27
Figura 3.3 - Principais formas de onda para o conversor operando na região R1, modo M1.....	28
Figura 3.4 – Etapas de operação em R1 – M1: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.....	29
Figura 3.5 – Etapas de operação em R1 – M1: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.....	30
Figura 3.6 - Principais formas de onda para o conversor operando na região R2.....	31
Figura 3.7 – Etapas de operação em R2: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.....	32
Figura 3.8 – Etapas de operação em R2: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.....	33
Figura 3.9 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R3, modo M1.....	33
Figura 3.10 – Etapas de operação em R3 – M1: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.....	34

Figura 3.11 – Etapas de operação em R3 – M1: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.....	35
Figura 3.12 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R4.....	36
Figura 3.13 – Etapas de operação em R4: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.....	37
Figura 3.14 – Etapas de operação em R4: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento. ....	38
Figura 3.15 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R5, modo M1.	38
Figura 3.16 – Etapas de operação em R5 – M1: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.....	39
Figura 3.17 – Etapas de operação em R5 – M1: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.....	40
Figura 3.18 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R6.....	41
Figura 3.19 – Etapas de operação em R6: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.....	42
Figura 3.20 – Etapas de operação em R6: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento. ....	43
Figura 3.21 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R7, modo M1.	43
Figura 3.22 – Etapas de operação em R7 – M1: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.....	44
Figura 3.23 – Etapas de operação em R7 – M1: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.....	45
Figura 3.24 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R8.....	46
Figura 3.25 – Etapas de operação em R8: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.....	47
Figura 3.26 – Etapas de operação em R8: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento. ....	47
Figura 3.27 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R9, modo M1.	48
Figura 3.28 – Etapas de operação em R9 – M1: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.....	49
Figura 3.29 – Etapas de operação em R9 – M1: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.....	50
Figura 3.30 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R10.....	50

Figura 3.31 – Etapas de operação em R10: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.....	51
Figura 3.32 – Etapas de operação em R10: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.....	52
Figura 3.33 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R11, modo M1. ....	53
Figura 3.34 – Etapas de operação em R11 – M1: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento. ....	54
Figura 3.35 – Etapas de operação em R11 – M1: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.....	54
Figura 3.36 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R12.....	55
Figura 3.37 – Etapas de operação em R12: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.....	56
Figura 3.38 – Etapas de operação em R12: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.....	57
Figura 3.39 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R13, modo M1. ....	57
Figura 3.40 – Etapas de operação em R13 – M1: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento. ....	58
Figura 3.41 – Etapas de operação em R13 – M1: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.....	59
Figura 3.42 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R14.....	60
Figura 3.43 – Etapas de operação em R14: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.....	61
Figura 3.44 – Etapas de operação em R14: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.....	61
Figura 3.45 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R15, modo M1	62
Figura 3.46 – Etapas de operação em R15 – M1: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento. ....	63
Figura 3.47 – Etapas de operação em R15 – M1: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.....	64
Figura 3.48 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R16.....	64
Figura 3.49 – Etapas de operação em R16: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.....	65

Figura 3.50 – Etapas de operação em R16: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.....	66
Figura 4.1 -Circuitos equivalentes para R1: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação. ....	67
Figura 4.2 -Circuitos equivalentes para R2: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação. ....	72
Figura 4.3 -Circuitos equivalentes para R3: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação. ....	75
Figura 4.4 -Circuitos equivalentes para R4: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação. ....	80
Figura 4.5 -Circuitos equivalentes para R5: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação. ....	84
Figura 4.6 -Circuitos equivalentes para R6: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação. ....	88
Figura 4.7 -Circuitos equivalentes para R7: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação. ....	93
Figura 4.8 -Circuitos equivalentes para R8: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação. ....	97
Figura 4.9 -Circuitos equivalentes para R9: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação. ....	101
Figura 4.10 -Circuitos equivalentes para R10: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação. ....	105
Figura 4.11 -Circuitos equivalentes para R11: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação. ....	109
Figura 4.12 -Circuitos equivalentes para R12: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação. ....	114
Figura 4.13 -Circuitos equivalentes para R13: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação. ....	118

Figura 4.14 -Circuitos equivalentes para R14: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação. .....	122
Figura 4.15 -Circuitos equivalentes para R15: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação. .....	127
Figura 4.16 -Circuitos equivalentes para R16: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação. .....	131
Figura 4.17 - Ganho estático em função do <i>phase shift</i> ( $\phi$ ) e da razão cíclica (D). ....	136
Figura 4.18 - Ganho estático normalizado em função do <i>phase shift</i> ( $\phi$ ) e da razão cíclica (D). .....	138
Figura 4.19 – Potência elétrica na porta 3 do conversor DAB-CCTE. ....	140
Figura 5.1 -Modelo fundamental da topologia do conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE .....	142
Figura 5.2 –Tensão em $V_{ab}$ para análise de Fourier, com $D < 0,5$ . ....	144
Figura 5.3 –Tensão em $V_{ab}$ para análise de Fourier, com $D \geq 0,5$ . ....	144
Figura 5.4 – Comparativo entre o modelo fundamental, modelo completo e resultados de simulação para validação do DAB-CCTE. ....	147
Figura 5.5 – Potência ativa e reativa pelo modelo fundamental e fator de potência do DAB-CCTE.....	148
Figura 5.6 – Fator de potência para diversos ganhos estáticos.....	148
Figura 5.7 – Fluxo de potência ativa em função do <i>phase shift</i> ( $\phi$ ) e da razão cíclica (D) para $d=0,5$ .....	149
Figura 5.8 – Fluxo de potência reativa em função do <i>phase shift</i> ( $\phi$ ) e da razão cíclica (D) para $d=0,5$ .....	149
Figura 5.9 – Fluxo de potência ativa em função do <i>phase shift</i> ( $\phi$ ) e da razão cíclica (D) para $d=1$ .....	150
Figura 5.10 – Fluxo de potência reativa em função do <i>phase shift</i> ( $\phi$ ) e da razão cíclica (D) para $d=1$ .....	150
Figura 5.11 – Fluxo de potência ativa em função do <i>phase shift</i> ( $\phi$ ) e da razão cíclica (D) para $d=2$ .....	151
Figura 5.12 – Fluxo de potência reativa em função do <i>phase shift</i> ( $\phi$ ) e da razão cíclica (D) para $d=2$ .....	151

Figura 5.13 – Fator de potência em função do <i>phase shift</i> ( $\phi$ ) e do ganho estático ( $d$ ).....	152
Figura 5.14 – Curva de comutação suave ZVS para o conversor operando com $D=0,5$ .....	157
Figura 5.15 – Curva de comutação suave ZVS para o conversor operando com $D=0,4$ (0,6). .....	157
Figura 6.1 - Conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE para aplicação com duas portas e dimensionamento do controle. ....	165
Figura 6.2 – Representação do circuito DAB-CCTE por <i>gyrator</i> .....	168
Figura 6.3 – Resultado de simulação do circuito representado por <i>gyrator</i> do conversor DAB- CCTE.....	168
Figura 7.1 – Corrente no secundário do transformador, tensão $V_{ab}$ e $V_{cd}$ no MDBB.....	182
Figura 7.2 – Corrente na porta 1 e no capacitor $C_1$ no MDBB.....	183
Figura 7.3 – Corrente no enrolamento primário 1 do transformador e as tensões na chave $S_1$ no MDBB. ....	183
Figura 7.4 – Corrente no secundário do transformador e as tensões nas chaves $S_5$ e $S_7$ no MDBB. ....	184
Figura 7.5 – Corrente na porta 1, nos enrolamentos primários 1 e 2 e no enrolamento secundário do transformador no MDBB para PS $10^\circ$ .....	185
Figura 7.6 – Tensões $V_{ab}$ e $V_{cd}$ , e corrente no secundário do transformador no MDBB para PS $10^\circ$ .....	186
Figura 7.7 – Tensões $V_{gs1}$ e $V_{ds1}$ e corrente no enrolamento primário 1 no MDBB para PS $10^\circ$ .....	186
Figura 7.8 – Tensões $V_{gs5}$ e $V_{ds5}$ e corrente no enrolamento secundário no MDBB para PS $10^\circ$ .....	187
Figura 7.9 – Corrente na porta 1, nos enrolamentos primários 1 e 2 e no enrolamento secundário do transformador no MDBB para PS $20^\circ$ .....	187
Figura 7.10 – Tensões $V_{ab}$ e $V_{cd}$ , e corrente no secundário do transformador no MDBB para PS $20^\circ$ . ....	188
Figura 7.11 – Tensões $V_{gs1}$ e $V_{ds1}$ e corrente no enrolamento primário 1 no MDBB para PS $20^\circ$ .....	188
Figura 7.12 – Tensões $V_{gs5}$ e $V_{ds5}$ e corrente no enrolamento secundário no MDBB para PS $20^\circ$ .....	189
Figura 7.13 – Corrente na porta 1, nos enrolamentos primários 1 e 2 e no enrolamento secundário do transformador no MDBB para PS $30^\circ$ .....	189

Figura 7.14 – Tensões $V_{ab}$ e $V_{cd}$ , e corrente no secundário do transformador no MDBB para PS 30°.....	190
Figura 7.15 – Tensões $V_{gs1}$ e $V_{ds1}$ e corrente no enrolamento primário 1 no MDBB para PS 30°.....	190
Figura 7.16 – Tensões $V_{gs5}$ e $V_{ds5}$ e corrente no enrolamento secundário no MDBB para PS 30°.....	191
Figura 7.17 – Curva de rendimento no MDBB. ....	191
Figura 7.18 – Corrente no secundário do transformador, tensão $V_{ab}'$ e $V_{cd}$ no MCBB.....	192
Figura 7.19 – Corrente na porta 1 e no capacitor $C_1$ no MCBB.....	193
Figura 7.20 – Corrente no enrolamento primário 1 do transformador e as tensões na chave $S_1$ no MCBB. ....	193
Figura 7.21 – Corrente no secundário do transformador e as tensões na chaves $S_5$ no MCBB. ....	194
Figura 7.22 – Corrente na porta 1, nos enrolamentos primários 1 e 2 e no enrolamento secundário do transformador no MCBB para PS 10°.....	195
Figura 7.23 – Tensões $V_{ab}$ e $V_{cd}$ , e corrente no secundário do transformador no MCBB para PS 10°.....	195
Figura 7.24 – Tensões $V_{gs1}$ e $V_{ds1}$ e corrente no enrolamento primário 1 no MCBB para PS 10°.....	196
Figura 7.25 – Tensões $V_{gs5}$ e $V_{ds5}$ e corrente no enrolamento secundário no MCBB para PS 10°.....	196
Figura 7.26 – Corrente na porta 1, nos enrolamentos primários 1 e 2 e no enrolamento secundário do transformador no MCBB para PS 20°.....	197
Figura 7.27 – Tensões $V_{ab}$ e $V_{cd}$ , e corrente no secundário do transformador no MCBB para PS 20°.....	197
Figura 7.28 – Tensões $V_{gs1}$ e $V_{ds1}$ e corrente no enrolamento primário 1 no MDBB para PS 20°.....	198
Figura 7.29 – Tensões $V_{gs5}$ e $V_{ds5}$ e corrente no enrolamento secundário no MCBB para PS 20°.....	198
Figura 7.30 – Corrente na porta 1, nos enrolamentos primários 1 e 2 e no enrolamento secundário do transformador no MCBB para PS 30°.....	199
Figura 7.31 – Tensões $V_{ab}$ e $V_{cd}$ , e corrente no secundário do transformador no MCBB para PS 30°.....	199



Figura 7.32 – Tensões $V_{gs1}$ e $V_{ds1}$ e corrente no enrolamento primário 1 no MCBB para PS 30°.....	200
Figura 7.33 – Tensões $V_{gs5}$ e $V_{ds5}$ e corrente no enrolamento secundário no MCBB para PS 30°.....	200
Figura 7.34 – Curva de rendimento no MCBB. ....	201
Figura 8.1 – Conversor DAB-CCTE utilizando a porta 2 com painéis fotovoltaicos. ....	203
Figura 8.2–Conversor DAB baseado em duas CCTE. ....	203

## LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 - Regiões de operação do conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE.....	26
Tabela 4.1 –Ganho estático normalizado do conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE....	137
Tabela 4.2 –Fluxo de potência em p.u. das regiões de operação do conversor.....	139
Tabela 6.1 - Resumo dos coeficientes gyrostáticos das regiões de operação para PS positivo. .....	166
Tabela 6.2 - Resumo dos coeficientes gyrostáticos das regiões de operação para PS negativo. .....	167
Tabela 6.3 – Especificações do projeto do conversor .....	169
Tabela 6.4 – Parâmetros para projeto do indutor $L_1$ .....	169
Tabela 6.5 – Características do núcleo toroidal Magmattec MMT034T4416 – pó de ferro – 034.....	171
Tabela 6.6 – Dados do fio AWG 18.....	171
Tabela 6.7 –Especificações físicas reais do indutor $L_1$ . .....	172
Tabela 6.8 – Parâmetros para projeto do transformador $T_R$ .....	173
Tabela 6.9 – Características do núcleo toroidal Magmattec MMT139T6325 – pó de ferro – 139.....	173
Tabela 6.10 – Dados do fio AWG 24.....	174
Tabela 6.11 –Especificações do transformador Tr. ....	175
Tabela 6.12 – Parâmetros para projeto do indutor $L_2$ .....	176
Tabela 6.13 – Características do núcleo NEE 42/20. ....	177
Tabela 6.14 – Principais parâmetros do indutor externo de transmissão de potência. ....	178
Tabela 6.15 – Principais dados do MOSFET IRFP4668PbF. ....	179
Tabela 6.16 – Principais dados do IGBT IRGP50b60PD. ....	180
Tabela 7.1 – Parâmetros utilizados na simulação.....	182
Tabela 7.2 –Componentes utilizados no protótipo. ....	185

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AWG	<i>American Wire Gauge</i> (Unidade Americana de Fios)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CFP	Correção de Fator de Potência
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
NBR	Norma Brasileira
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
UFC	Universidade Federal do Ceará
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i> (Transistor de Efeito de Campo a semicondutor de óxido e metal)
ZCS	<i>Zero Current Switching</i> (Comutação sob corrente zero)
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i> (Comutação sob tensão zero)

## LISTA DE SÍMBOLOS

$a$	Relação de transformação do transformador
$C_1$	Capacitância do capacitor $C_1$
$C_2$	Capacitância do capacitor $C_2$
$C_{S1}...C_{S8}$	Capacitâncias em paralelo com os interruptores de 1 ao 8
$D$	Razão cíclica do conversor
$d$	Ganho estático no transformador
$D_1...D_8$	Diodos de 1 ao 8
$d_{ii1}$	Ganho estático de borda no transformador para os interruptores inferiores da ponte 1
$d_{is1}$	Ganho estático de borda no transformador para os interruptores superiores da ponte 1
$d_{ii2}$	Ganho estático de borda no transformador para os interruptores inferiores da ponte 2
$d_{is2}$	Ganho estático de borda no transformador para os interruptores superiores da ponte 2
$f_s$	Frequência de comutação dos interruptores $S_1...S_8$
$FP$	Fator de potência no transformador
$g$	Coeficiente gyrostático (modelo por <i>gyrator</i> )
$G_{R1}...G_{R16}$	Ganho estático das regiões de operação de 1 à 16
$i_{L1}(\omega t)$	Corrente instantânea no indutor $L_1$
$i_{P1}(\omega t)$	Corrente instantânea no enrolamento primário 1 do transformador
$i_{P2}(\omega t)$	Corrente instantânea no enrolamento primário 2 do transformador
$i_S(\omega t)$	Corrente instantânea no enrolamento secundário do transformador
$I_1$	Valor médio da corrente na porta 1
$I_{C1}$	Valor médio da corrente na porta 2
$I_2$	Valor médio da corrente na porta 3
$I_{P1}$	Valor médio da corrente no enrolamento primário 1 do transformador

$I_{P2}$	Valor médio da corrente no enrolamento primário 2 do transformador
$I_S$	Valor médio da corrente no enrolamento secundário do transformador
$\hat{I}_S(\varphi, D)$	Corrente fasorial no secundário do transformador
$L_1$	Indutância do indutor $L_1$
$L_2$	Indutância do Indutor $L_2$
$N_{P1}$	Número de espiras no enrolamento primário 1 do transformador
$N_{P2}$	Número de espiras no enrolamento primário 2 do transformador
$N_P$	Número de espiras no enrolamento primário do transformador
$N_{S1}$	Número de espiras no enrolamento secundário 1 do transformador
$N_{S2}$	Número de espiras no enrolamento secundário 2 do transformador
$N_S$	Número de espiras no enrolamento secundário do transformador
$P_{2(mf)}$	Potência ativa no secundário do transformador utilizando o modelo fundamental
$P_{ii1}$	Potência ativa de borda no transformador para os interruptores inferiores da ponte 1
$P_{ii1,p.u.}$	Potência ativa de borda no transformador para os interruptores inferiores da ponte 1 em p.u.
$P_{is1}$	Potência ativa de borda no transformador para os interruptores superiores da ponte 1
$P_{is1,p.u.}$	Potência ativa de borda no transformador para os interruptores superiores da ponte 1 em p.u.
$P_{ii2}$	Potência ativa de borda no transformador para os interruptores inferiores da ponte 2
$P_{ii2,p.u.}$	Potência ativa de borda no transformador para os interruptores inferiores da ponte 2 em p.u.
$P_{is2}$	Potência ativa de borda no transformador para os interruptores superiores da ponte 2
$P_{is2,p.u.}$	Potência ativa de borda no transformador para os interruptores superiores da ponte 2 em p.u.

$P_{2(mf),p.u.}$	Potência ativa no secundário do transformador utilizando o modelo fundamental em p.u.
$Q_{2(mf)}$	Potência reativa no secundário do transformador utilizando o modelo fundamental
$Q_{2(mf),p.u.}$	Potência reativa no secundário do transformador utilizando o modelo fundamental em p.u.
$R_1$	Resistência elétrica na porta 1
$R_2$	Resistência elétrica na porta 3
$S_1...S_8$	Interruptores de 1 ao 8
$S_{2(mf)}$	Potência aparente no secundário do transformador utilizando o modelo fundamental
$S_{2(mf),p.u.}$	Potência aparente no secundário do transformador utilizando o modelo fundamental em p.u.
$T_s$	Período de comutação dos interruptores $S_1...S_8$
$V_{g1...V_{g8}}$	Tensão nos gatilhos dos interruptores $S_1...S_8$
$V_{ab}$	Tensão entre os pontos a e b na ponte 1
$V_{ab}'$	Tensão entre os pontos a e b na ponte 1 refletido para o secundário do transformador
$V_{cd}$	Tensão entre os pontos c e d na ponte 2
$V_1$	Tensão na porta 1 do conversor
$V_{C1}$	Tensão na porta 2 do conversor (capacitor $C_1$ no elo CC)
$V_2$	Tensão na porta 3 do conversor
$V_{ab,ef}$	Valor eficaz da tensão entre os pontos a e b na ponte 1
$V_{ab,ef}'$	Valor eficaz da tensão entre os pontos a e b na ponte 1 refletida para o secundário do transformador
$V_{cd,ef}$	Valor eficaz da tensão entre os pontos c e d na ponte 2
$X_{L2}$	Reatância indutiva do indutor $L_2$
$\alpha$	Ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente no transformador
$\Delta\theta_{1...8}$	Variação angular referente às etapas de operação de 1...8

$\eta_t$	Rendimento teórico do circuito de potência do conversor
$\eta_p$	Rendimento do circuito de potência experimental do conversor
$\theta_{0...8}$	Ângulo genérico de comutação de 1...8
$\varphi$	Deslocamento de fase ou <i>Phase Shift</i>
$\omega$	Frequência angular de comutação

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO GERAL.....</b>	<b>5</b>
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO .....	5
1.2	OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DA DISSERTAÇÃO .....	6
1.3	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO .....	7
1.4	CONCLUSÕES .....	8
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DA CONVERSÃO CC-CC BIDIRECIONAL.....</b>	<b>9</b>
2.1	INTRODUÇÃO.....	9
2.2	CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS NÃO ISOLADOS .....	9
2.2.1	Conversor de Alto Ganho para Aplicação em Sistemas Fotovoltaicos .....	9
2.2.2	Conversor para Aplicação em Veículos Elétricos .....	10
2.2.3	Conversor para Aplicação em Sistemas Autônomos.....	11
2.2.4	Conversor Zeta-SEPIC com Grampeamento Ativo .....	12
2.3	CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS ISOLADOS .....	13
2.4	Conversores Monofásicos .....	13
2.4.1	Conversor DAB monofásico .....	13
2.5	Conversores Trifásicos .....	17
2.5.1	Conversor CC-CC Trifásico Bidirecional com Comutação Suave.....	17
2.5.2	Conversor CC-CC Trifásico Bidirecional Intercalado com Grampeamento .....	18
2.5.3	Conversor CC-CC trifásico bidirecional alimentado em corrente.....	19
2.5.4	Conversor CC-CC DPS com Comutação Suave .....	20
2.6	CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL PROPOSTO.....	21
2.7	CONCLUSÕES .....	22
<b>3</b>	<b>ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR DAB-CCTE .....</b>	<b>24</b>
3.1	INTRODUÇÃO.....	24
3.2	ANÁLISE QUALITATIVA .....	24
3.2.1	Operação na região R1 .....	28
3.2.2	Operação na região R2.....	31
3.2.3	Operação na região R3.....	33
3.2.4	Operação na região R4.....	35
3.2.5	Operação na região R5.....	38
3.2.6	Operação na região R6.....	40
3.2.7	Operação na região R7.....	43
3.2.8	Operação na região R8.....	45
3.2.9	Operação na região R9.....	48
3.2.10	Operação na região R10.....	50



3.2.11	Operação na região R11 .....	52
3.2.12	Operação na região R12 .....	55
3.2.13	Operação na região R13 .....	57
3.2.14	Operação na região R14 .....	59
3.2.15	Operação na região R15 .....	62
3.2.16	Operação na região R16 .....	64
<b>3.3</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>66</b>
<b>4</b>	<b>ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR DAB-CCTE .....</b>	<b>67</b>
<b>4.1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>67</b>
<b>4.2</b>	<b>ANÁLISE QUANTITATIVA .....</b>	<b>67</b>
4.2.1	Análise para região R1 .....	67
4.2.2	Análise para região R2 .....	71
4.2.3	Análise para região R3 .....	75
4.2.4	Análise para região R4 .....	79
4.2.5	Análise para região R5 .....	84
4.2.6	Análise para região R6 .....	88
4.2.7	Análise para região R7 .....	93
4.2.8	Análise para região R8 .....	97
4.2.9	Análise para região R9 .....	101
4.2.10	Análise para região R10 .....	105
4.2.11	Análise para região R11 .....	109
4.2.12	Análise para região R12 .....	113
4.2.13	Análise para região R13 .....	118
4.2.14	Análise para região R14 .....	122
4.2.15	Análise para região R15 .....	127
4.2.16	Análise para região R16 .....	131
<b>4.3</b>	<b>CARACTERÍSTICA EXTERNA .....</b>	<b>135</b>
<b>4.4</b>	<b>FLUXO DE POTÊNCIA NO DAB-CCTE .....</b>	<b>138</b>
<b>4.5</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>140</b>
<b>5</b>	<b>ANÁLISE DA COMUTAÇÃO DO CONVERSOR DAB-CCTE .....</b>	<b>141</b>
<b>5.1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>141</b>
<b>5.2</b>	<b>ANÁLISE DO MODELO FUNDAMENTAL .....</b>	<b>141</b>
<b>5.3</b>	<b>VALOR EFICAZ DA TENSÃO FUNDAMENTAL .....</b>	<b>141</b>
<b>5.4</b>	<b>FLUXO DE POTÊNCIA DO MODELO FUNDAMENTAL .....</b>	<b>145</b>
<b>5.5</b>	<b>CARACTERIZAÇÃO DA COMUTAÇÃO DOS INTERRUPTORES .....</b>	<b>152</b>
5.5.1	Interruptores inferiores da Ponte 1 .....	153
5.5.2	Interruptores superiores da Ponte 1 .....	154
5.5.3	Interruptores inferiores da Ponte 2 .....	155
5.5.4	Interruptores superiores da Ponte 2 .....	155
<b>5.6</b>	<b>CURVA DE COMUTAÇÃO SUAVE .....</b>	<b>156</b>

<b>5.7</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>158</b>
<b>6</b>	<b>DIMENSIONAMENTO E PROJETO DO CONVERSOR DAB-CCTE.....</b>	<b>159</b>
<b>6.1</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>159</b>
<b>6.2</b>	<b>DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR.....</b>	<b>159</b>
6.2.1	Indutor $L_1$ .....	159
6.2.2	Transformador $T_R$ .....	160
6.2.3	Indutor $L_2$ .....	162
6.2.4	Capacitor $C_1$ .....	163
6.2.5	Esforços nos Semicondutores .....	163
<b>6.3</b>	<b>MODELAGEM E CONTROLE.....</b>	<b>165</b>
<b>6.4</b>	<b>APLICAÇÃO EM SISTEMA FOTOVOLTAICO .....</b>	<b>169</b>
6.4.1	Projeto do Indutor $L_1$ .....	169
6.4.2	Projeto do Transformador $T_r$ .....	172
6.4.3	Projeto do Indutor de Transmissão $L_2$ .....	176
6.4.4	Projeto do Capacitor $C_1$ .....	178
6.4.5	Projeto dos Semicondutores.....	178
<b>6.5</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>180</b>
<b>7</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>181</b>
<b>7.1</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>181</b>
<b>7.2</b>	<b>RESULTADOS NO MDBB.....</b>	<b>181</b>
7.2.1	Resultados de Simulação .....	181
7.2.2	Resultados Experimentais .....	184
7.2.3	Curva de Rendimento.....	191
<b>7.3</b>	<b>RESULTADOS NO MCBB.....</b>	<b>192</b>
7.3.1	Resultados de Simulação .....	192
7.3.2	Resultados Experimentais .....	194
7.3.3	Curva de Rendimento.....	200
<b>7.4</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>201</b>
<b>8</b>	<b>CONCLUSÃO GERAL .....</b>	<b>202</b>
<b>8.1</b>	<b>CONCLUSÕES GERAIS.....</b>	<b>202</b>
<b>8.2</b>	<b>SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>202</b>
	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>204</b>
	<b>APÊNDICE A - CIRCUITO DE SIMULAÇÃO DO GYRATOR .....</b>	<b>208</b>
	<b>APÊNDICE B - CIRCUITOS DE SIMULAÇÃO.....</b>	<b>209</b>
	<b>APÊNDICE C - FOTOGRAFIA DO PROTÓTIPO.....</b>	<b>210</b>

<b>APENDICE D – ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR .....</b>	<b>211</b>
<b>APÊNDICE E – ESQUEMÁTICO DOS DRIVERS DE ACIONAMENTO .....</b>	<b>212</b>
<b>APÊNDICE F – ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE CONTROLE .....</b>	<b>213</b>

# 1 INTRODUÇÃO GERAL

## 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO

A eletrônica de potência obteve um grande desenvolvimento nas últimas décadas. Os interruptores que operam em alta frequência estão tendo um enorme avanço tecnológico. Com isso aumenta-se a capacidade de processamento de potência dos conversores e assim são reduzidas as dimensões e a massa dos equipamentos eletroeletrônicos, em consequência da alta frequência que os elementos passivos do circuito estão submetidos.

Por outro lado, ocorre também uma busca incessante por novas topologias em que os elementos dos conversores processem altos níveis de potência, com reduzidos níveis de tensão e correntes nas chaves de potência. Buscando assim a atenuação nas perdas elétricas, com isso eleva-se o rendimento do conversor.

Sendo assim, a eletrônica de potência está baseada em conversores de potência que processam energia elétrica para diversas aplicações. Podem-se mencionar quatro tipos de conversores com topologias distintas (BARBI, 2007), (HART, 2012) e (AHMED, 2007).

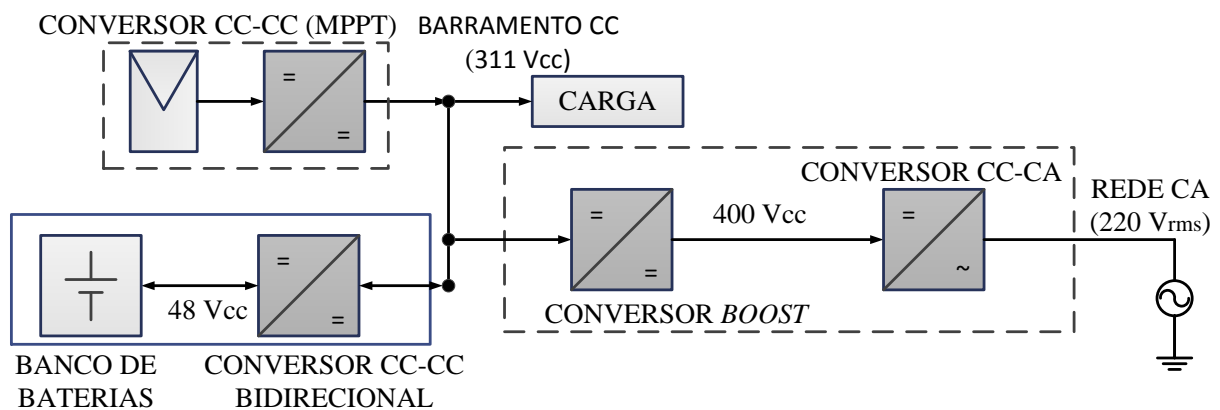
- Conversores CA-CC, também conhecido como retificadores, onde a tensão de entrada do circuito é alternada (CA) e após o processamento da potência obtém-se nível de tensão contínuo (CC) na saída.
- Conversores CC-CA, também conhecido como inversores, o mesmo tem sua tensão de entrada do circuito CC e após o processamento da potência obtém-se o nível de tensão CA na saída.
- Conversores CA-CA, também conhecido como conversores diretos de frequência, o mesmo tem sua tensão de entrada do circuito CA, com determinada frequência e tensão, e após o processamento da potência obtém-se o nível de tensão CA com valores de tensão e frequência diferentes na saída.
- Conversores CC-CC, tendo sua tensão de entrada do circuito CC com determinado valor de tensão e após o processamento da potência obtém-se o nível de tensão novamente CC na saída, mas com valor médio diferente, podendo ser maior, igual ou menor que o da entrada.

No contexto deste trabalho estão os conversores CC-CC para diversas aplicações onde a natureza da fonte é contínua, ou seja, possui características em CC. Tendo tal situação presente em sistemas que utilizam baterias, painéis fotovoltaicos, células a combustível, supercapacitores, redes de distribuição CC e diversas outras aplicações.

Assim é possível adequar-se os valores de tensão e corrente aos níveis requeridos pela carga. Os conversores CC-CC bidirecionais vem sendo amplamente estudados e já foram realizadas diversas publicações sobre o assunto. Eles são responsáveis por processar o fluxo de potência bidirecional entre cargas ou fontes em CC.

A necessidade de sistemas inteligentes para processamento de potência elétrica está bastante presente. Diversos sistemas com energias renováveis são propostos nas literaturas. Nesta visão, a motivação desse trabalho é interligar um banco de baterias a um barramento CC, conforme mostrado na Figura 1.1. Esta interligação é realizada através de um conversor CC-CC bidirecional, sendo o conversor foco do presente trabalho.

Figura 1.1 – Diagrama do sistema fotovoltaico proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

## 1.2 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação tem o objetivo de propor e analisar uma topologia de conversor CC-CC bidirecional *Dual Active Bridge* (DAB) baseado na célula de comutação de três estados modulado por largura de pulso e controle por *phase-shift*. Sendo que será denominado para fins de simplificação de conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE e terá foco para aplicações em sistemas fotovoltaicos, mas o mesmo pode ser aplicado em veículos elétricos, sistemas com supercapacitores e células a combustível, além de sistemas eólicos para carregamento de baterias e diversas outras aplicações que necessitem das características deste conversor. São consideradas contribuições desta dissertação:

- Proposta de uma topologia de conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE;

- Caracterização e análise estática das etapas de operação, análise qualitativa, quantitativa e da comutação dos interruptores, sendo este último utilizado o modelo fundamental;
- Metodologia de dimensionamento e procedimentos de projeto do conversor CC-CC DAB-CCTE;
- Obtenção de um modelo matemático do conversor proposto através da modelagem por *gyrator*;
- Implementação de um protótipo para comparar os resultados de simulação e experimentais.

### 1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Este trabalho está organizado em oito capítulos. O Capítulo 1 consiste desta introdução e contextualização do tema abordado na dissertação.

No capítulo 2, apresenta-se o estado da arte dos principais trabalhos desenvolvidos nessa área de conversão CC-CC bidirecional e, ao final, o conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE proposto neste trabalho. Destaque especial para (DE DONCKER *et al*, 1991), primeiro conversor bidirecional DAB e que possui a técnica de comutação suave e também para o DAB monofásico estudado em (KHERALUWALA *et al*, 1992). Outro estudo interessante, que é base deste trabalho além do DAB, é a introdução da célula de comutação de três estados por Grover e Barbi, referências (GROVER *et al*, 2000) e (GROVER, 2001). Sendo que diversas outras topologias bidirecionais são descritas no decorrer do capítulo.

No capítulo 3, demonstra-se a análise qualitativa do conversor proposto para diferentes regiões de operação, determinados pelo ciclo de trabalho de cada ponte e o deslocamento angular (*phase shift*) entre as componentes fundamentais das tensões das pontes ativas, estudando assim todas as regiões de operação do conversor.

O capítulo 4 destina-se a análise quantitativa do conversor proposto, mostrando os circuitos equivalentes das etapas de operação com suas respectivas equações e posteriormente calcula-se o ganho estático de cada região de operação.

No capítulo 5 são analisadas, especificamente, as condições necessárias à obtenção da comutação suave dos interruptores. É realizado o estudo do modelo fundamental para determinação das regiões de comutação suave.

No Capítulo 6 é elaborado um procedimento de projeto do conversor CC-CC DAB-CCTE. Esta metodologia é desenvolvida através do projeto de um conversor de 2 kW para aplicação em sistemas fotovoltaicos com banco de baterias.

No capítulo 7 são abordados os diversos testes da topologia bidirecional proposta. Nele são apresentados os resultados de simulação e experimentais de um protótipo de 2 kW operando em oito regiões no modo boost e buck. Sendo que esse protótipo está dimensionado para trabalhar com tensão de 48 V no banco de baterias e 311 V no barramento CC com fluxo de potência bidirecional.

No final dessa dissertação, capítulo 8, encontra-se uma conclusão geral sobre o trabalho realizado e a possibilidade futura de novos trabalhos. Além disso, no final do trabalho encontram-se as referências bibliográficas utilizadas e os apêndices.

#### **1.4 CONCLUSÕES**

No presente capítulo foi apresentada uma contextualização e a motivação para realização desse trabalho. Também foi possível mostrar uma breve descrição da organização da dissertação para melhor visualização desse trabalho escrito. Além de uma apresentação dos objetivos e das contribuições demonstradas no decorrer da dissertação.

## **2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DA CONVERSÃO CC-CC BIDIRECIONAL**

### **2.1 INTRODUÇÃO**

Neste capítulo é apresentada a revisão bibliográfica da conversão CC-CC bidirecional. Tendo o foco principal em trabalhos que apresentam características de DAB e os conversores baseados na CCTE.

Os conversores CC-CC bidirecionais podem apresentar diversas topologias com características diferenciadas. Basicamente neste trabalho dividem-se os conversores em monofásicos ou trifásicos, isolados ou não isolados e também se o conversor apresenta multiportas.

São apresentadas diversas características dos conversores CC-CC bidirecionais de potência, sendo mostradas vantagens e desvantagens das estruturas presentes neste capítulo.

Finaliza-se o capítulo mostrando o conversor CC-CC bidirecional e a modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) e PS (*Phase Shift*) utilizadas para obter as regiões de operação do conversor.

### **2.2 CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS NÃO ISOLADOS**

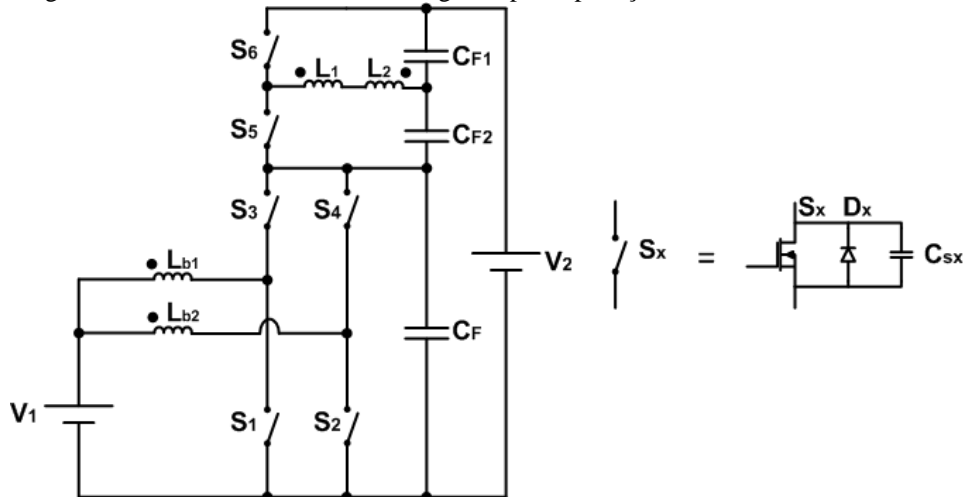
Nesta subseção são apresentados os conversores CC-CC bidirecionais não isolados.

#### **2.2.1 Conversor de Alto Ganho para Aplicação em Sistemas Fotovoltaicos**

O conversor proposto em (HENN, 2008) é uma topologia bidirecional, conforme é apresentada na Figura 2.1. A estrutura consiste em quatro indutores acoplados magneticamente, três capacitores e seis interruptores de potência. O circuito não possui isolamento elétrica entre a entrada e a saída.



Figura 2.1 - Conversor CC-CC de alto ganho para aplicação em sistemas fotovoltaicos.



Fonte: Adaptado da referência (HENN, 2008).

O conversor pode operar no modo *boost* ou *buck*. O modo *boost* consiste nos interruptores S1 e S2 comutando com razão cíclica  $D > 0,5$ , enquanto os demais interruptores permanecem em bloqueio.

Já no modo *buck*, o conversor opera com razão cíclica  $D < 0,5$  nos interruptores S3, S4, S5 e S6, e os interruptores S1 e S2 ficam no estado bloqueado.

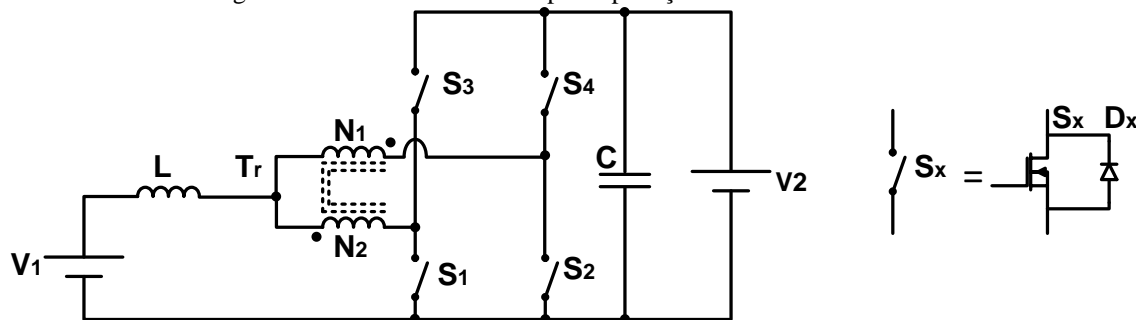
### 2.2.2 Conversor para Aplicação em Veículos Elétricos

Em (BARROZO *et al.*, 2010) é proposta uma topologia bidirecional, conforme é mostrado na Figura 2.2. O mesmo é baseado na célula de comutação de três estados e não possui isolamento elétrica entre a entrada e a saída.

O conversor apresenta quatro interruptores ativos, um indutor, um autotransformador com dois enrolamentos e um capacitor de filtro. Pode-se operar no modo *Boost* ou *Buck*, dependendo da razão cíclica nos interruptores inferiores da topologia.

Como pode ser visualizada, a topologia é de duas portas, sendo que na porta de entrada (96 V) está o banco de baterias e na porta de saída a carga CC (220 V). O conversor apresentou um rendimento superior a 93,6% a plena carga com o protótipo sendo implementado para uma potência de 1 kW. A aplicação indicada na literatura é para sistemas autônomos de energia elétrica, embora seja possível aplicá-lo em diversos sistemas onde o fluxo de potência é bidirecional.

Figura 2.2 - Conversor CC-CC para aplicação em veículos elétricos.



Fonte: Adaptado da referência (BARROZO *et al*, 2010).

Esta topologia apresenta as seguintes vantagens: circuito robusto, menor número de componentes e a alta eficiência. Como desvantagem são as perdas elevadas nos semicondutores durante a operação no modo *buck* e também não é realizado o alto ganho de tensão.

Em relação as células de comutação de três estados, diversos trabalhos foram publicados (PRAÇA, 2013), (BARRETO, 2014), (ALVES, 2014) nos últimos anos. Mostrando assim sua atratividade para a formação de novas topologias baseadas nestas células.

### 2.2.3 Conversor para Aplicação em Sistemas Autônomos

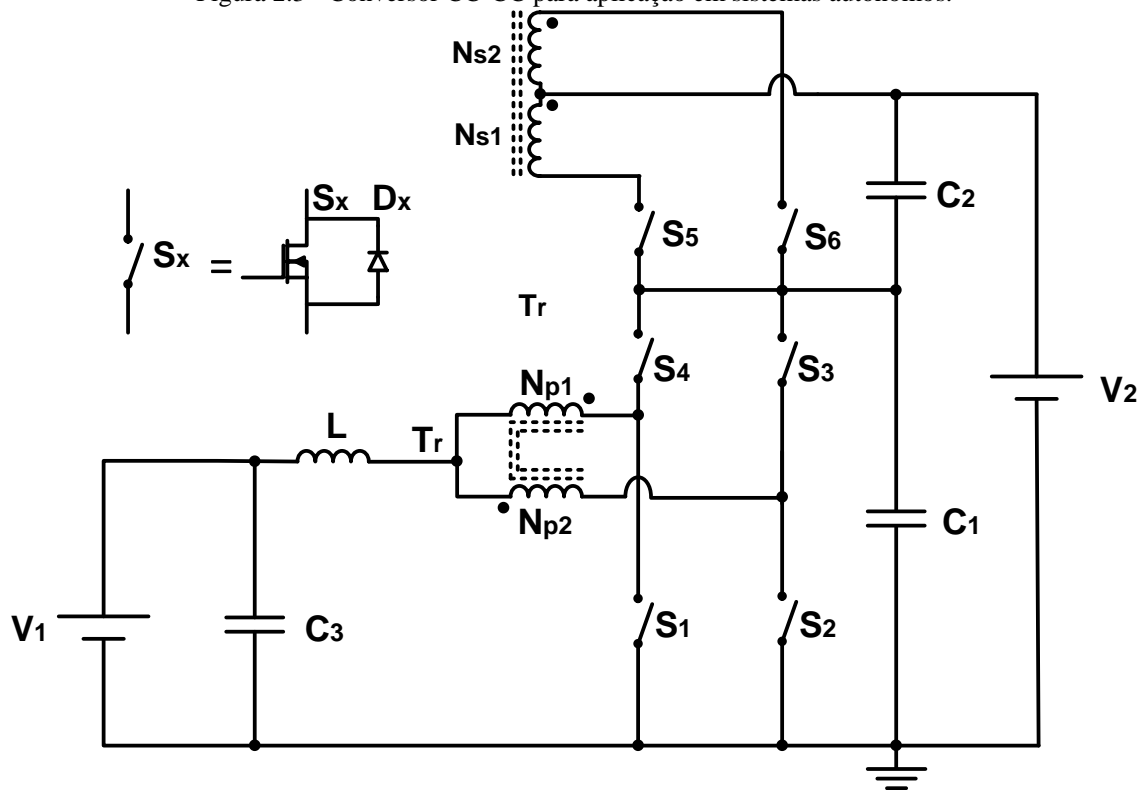
Em (MARQUES *et al*, 2012) é proposta uma topologia bidirecional, conforme é apresentada na Figura 2.3. O conversor é baseado na célula de comutação de três estados e não isolado. Outros detalhes sobre a topologia são encontrados em (MARQUES, 2012).

Basicamente seus elementos são: seis interruptores ativos, um indutor, um transformador com 4 enrolamentos e três capacitores de filtro. O mesmo pode operar no modo *Boost* ou *Buck*, dependendo da razão cíclica nos interruptores inferiores da topologia.

A estrutura possui duas portas, sendo que na porta de baixa tensão (48 V) está o banco de baterias e na porta de alta tensão está o barramento CC (311 V). O conversor apresentou um rendimento de 93% com o protótipo sendo implementado para uma potência de 1 kW.

O circuito de potência apresenta alto ganho de tensão e a sua aplicação indicada na literatura é para sistemas autônomos de energia elétrica.

Figura 2.3 - Conversor CC-CC para aplicação em sistemas autônomos.

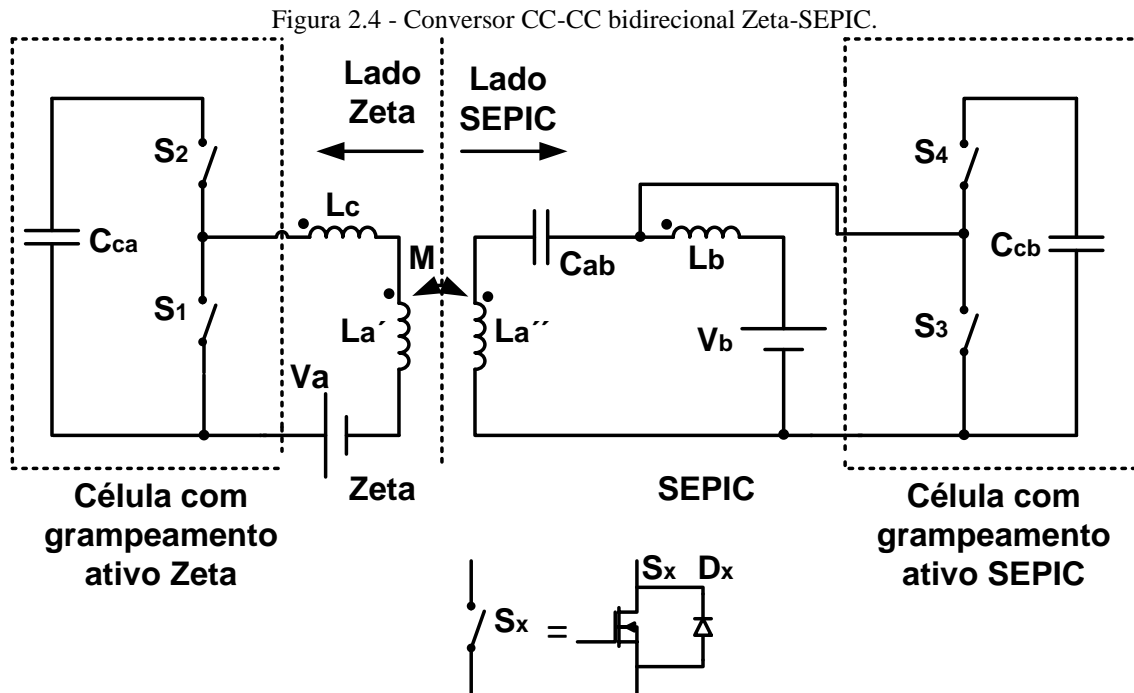


Fonte: Adaptado da referência (MARQUES *et al*, 2012).

#### 2.2.4 Conversor Zeta-SEPIC com Grampeamento Ativo

O conversor Zeta-SEPIC bidirecional com grampeamento ativo foi proposto por (RUSELER; BARBI, 2013), conforme Figura 2.4. Basicamente ele é composto pelos conversores Zeta e SEPIC com grampeamento ativo em ambos os conversores. Possuindo em sua estrutura de potência quatro interruptores ativos, dois indutores, um transformador e três capacitores.

Na literatura de (RUSELER; BARBI, 2013) este conversor é recomendado para aplicações em veículos elétricos, redes inteligentes, UPS (*Uninterruptible Power Supply*) e sistemas de armazenamento de energia.



Fonte: Adaptado da referência (RUSELER; BARBI, 2013).

## 2.3 CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS ISOLADOS

Nesta subseção são apresentados os conversores CC-CC bidirecionais isolados com características monofásicas e trifásicas.

### 2.4 Conversores Monofásicos

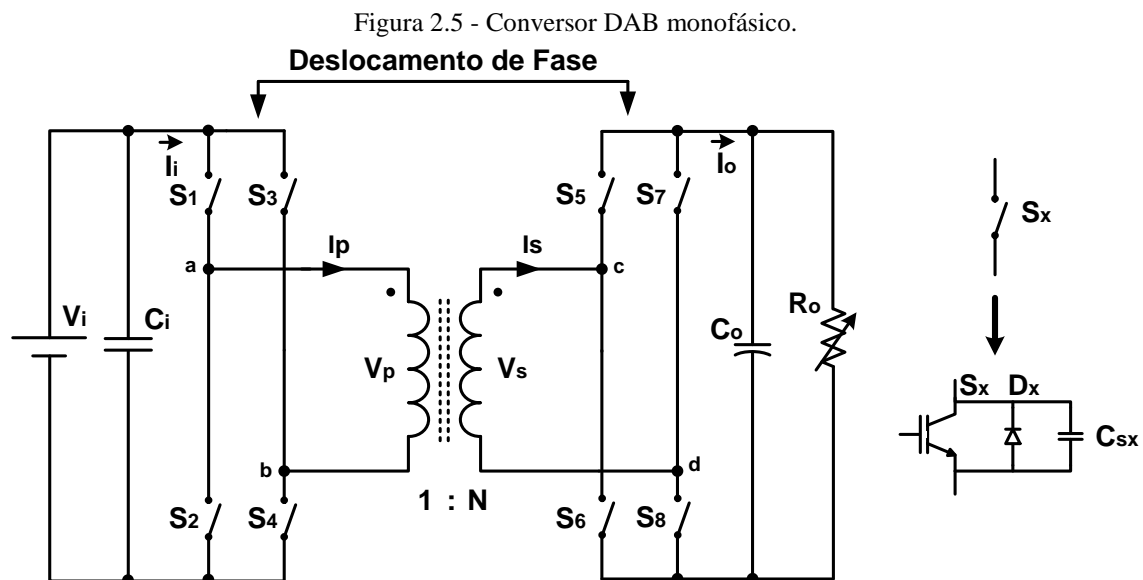
Nesta subseção são apresentados os conversores CC-CC bidirecionais isolados com características monofásicas, ou seja, são isolados com transformadores monofásicos.

#### 2.4.1 Conversor DAB monofásico

O conversor DAB monofásico, estudado em (KHERALUWALA *et al*, 1992), é mostrado na Figura 2.5. Ele é composto por duas pontes ativas interligadas por um transformador, sendo que possui duas portas para processamento da potência.

O controle do fluxo de potência entre as portas é realizado por meio do deslocamento de fase entre as componentes fundamentais das tensões produzidas nas pontes ativas e o elemento de transferência de potência é a indutância de dispersão do transformador.

Na literatura de (KHERALUWALA *et al*, 1992) é estudado o conversor para aplicação em sistemas com alta potência, alta densidade de potência e alto rendimento. Pois o mesmo apresenta comutação suave em todos os interruptores dependendo dos ajustes nos parâmetros do conversor. Também é característica do DAB baixos estresses nos interruptores, filtros reduzidos e operação *buck-boost*.



Fonte: Adaptado da literatura (KHERALUWALA *et al*, 1992).

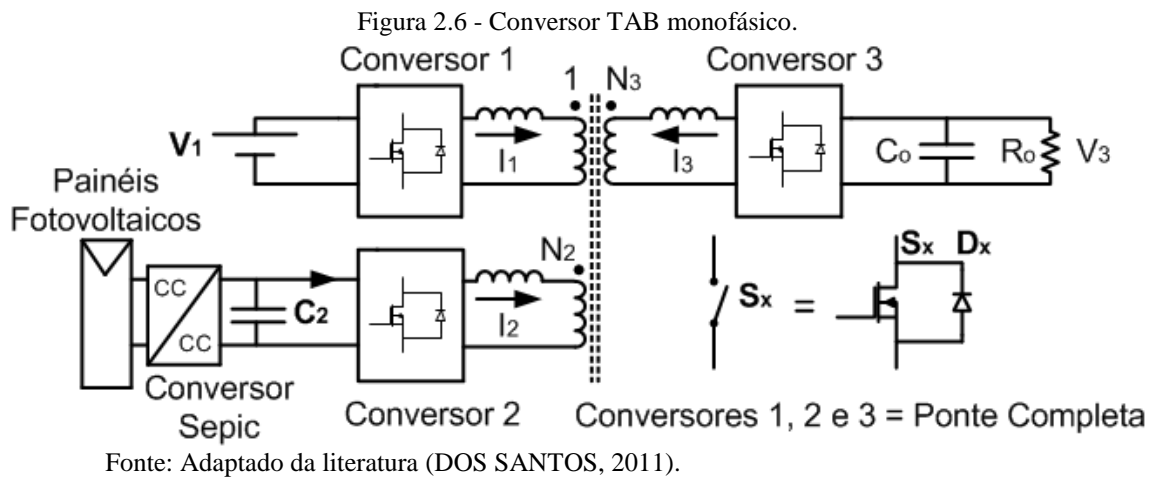
Nos últimos anos diversos trabalhos sobre o DAB foram publicados. Sendo que em relação à estratégia de modulação foi apresentado no trabalho (SEGARAN *et al*, 2013) um estudo sobre os valores ótimos das razões cíclicas das pontes e também do PS. Tendo como foco melhor aproveitamento do transformador e redução nas perdas, sendo o mesmo aplicado em um sistema automotivo.

Outras estratégias de controle, (OGGIER *et al*, 2009), (OGGIER *et al*, 2011) e (KRISMER *et al*, 2012), para o DAB foram expostas em anos recentes e são propostas inúmeras aplicações, como aeroespacial (NAAYAGI *et al*, 2012) e sistemas com supercapacitores (ZHOU *et al*, 2009).

#### 2.4.1.1 Conversor TAB monofásico

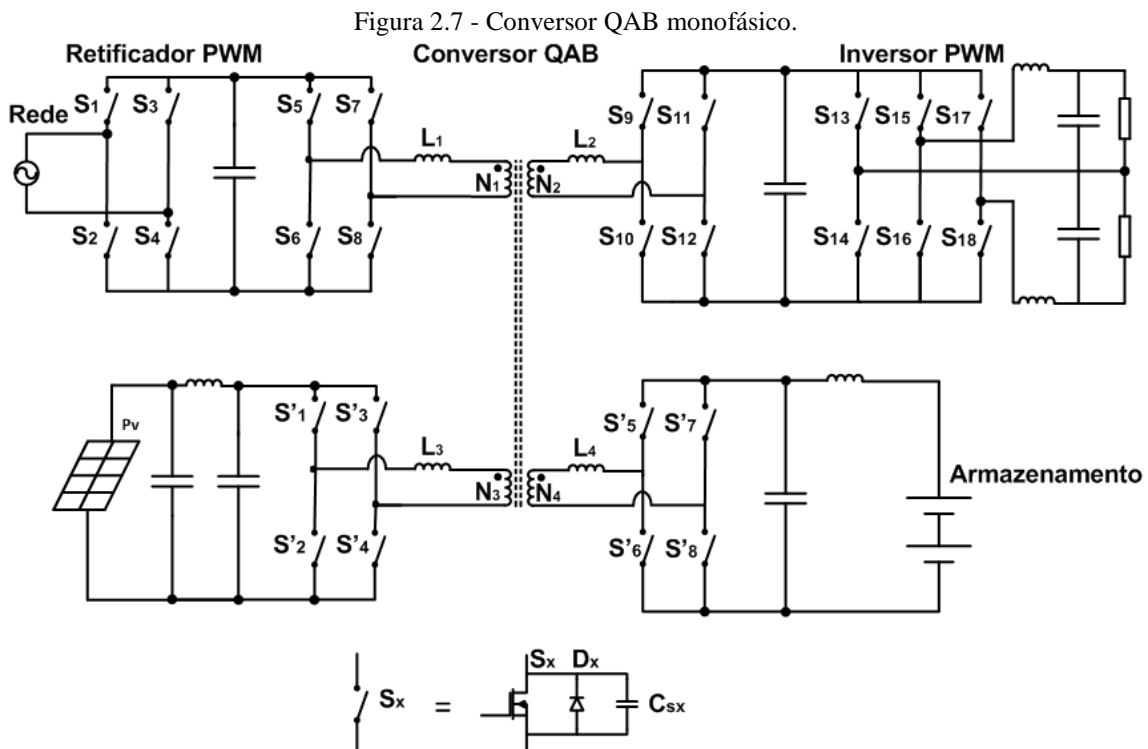
O conversor TAB (*Triple Active Bridge*) monofásico é apresentado em (DOS SANTOS, 2011) e (DOS SANTOS *et al*, 2011) para aplicação em sistemas fotovoltaicos, conforme mostrado na Figura 2.6. Em relação a sua configuração, o circuito apresenta

três pontes ativas, onde o fluxo de potência é determinado pelo deslocamento de fase das componentes fundamentais das tensões produzidas por cada ponte.



A porta 1 é alimentada por uma fonte CC, já a porta 2 tem a injeção de corrente no sistema pelos painéis fotovoltaicos através do conversor SEPIC e na porta 3 é inserida uma carga resistiva.

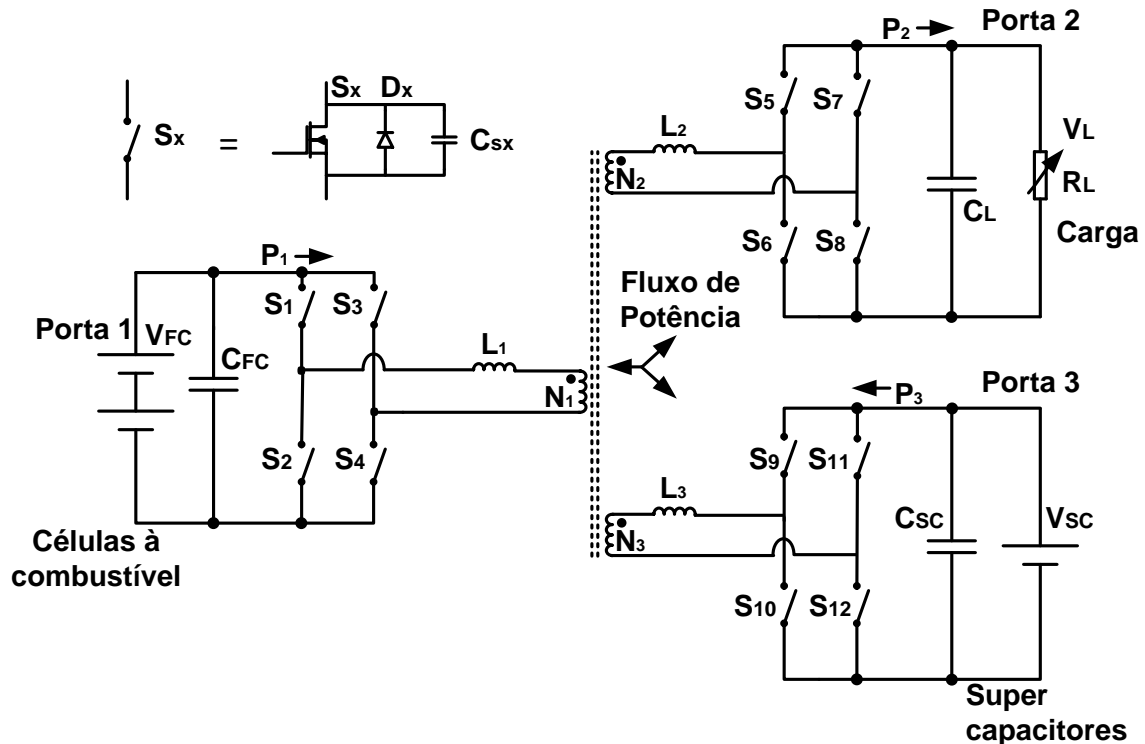
A Figura 2.7 apresenta o conversor QAB (*Quad Active Bridge*).



O conversor QAB foi demonstrado em (FALCONES *et al*, 2013). Sendo que neste estudo é generalizada a questão da quantidade de pontes ativas, tendo como denominação básica de MAB (*Multi Active Bridge*), onde existe a possibilidade de inserir múltiplas pontes ativas para processamento da potência.

No trabalho (TAO *et al*, 2008) também é realizado o estudo do TAB, sendo a aplicação com células a combustível e supercapacitores alimentando uma carga resistiva na saída de uma das portas, conforme é mostrado na Figura 2.8. Outra característica interessante neste estudo é o ciclo de trabalho dos interruptores ser variável.

Figura 2.8–Conversor TAB monofásico aplicado à células de combustível e supercapacitores.



Fonte: Adaptado da literatura (Tao *et al*, 2008).

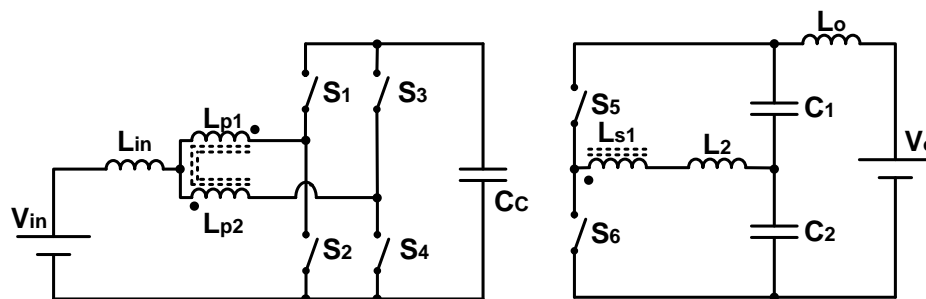
#### 2.4.1.2 Conversor CC-CC bidirecional monofásico com isolamento em alta frequência

O Conversor CC-CC bidirecional monofásico com isolamento em alta frequência é apresentado em (OLIVEIRA *et al*, 2012). O conversor é mostrado na Figura 2.9, o mesmo apresenta isolamento galvânica em alta frequência e possui naturalmente característica de proteção contra eventual curto circuito na saída.

O lado primário do conversor é uma ponte ativa baseado na célula de comutação de três estados, já o lado secundário é uma célula dobradora de tensão. A

estrutura possui basicamente três indutores, um transformador com três enrolamentos, seis interruptores ativos e três capacitores.

Figura 2.9 - Conversor DAB monofásico.



Fonte: Adaptado da literatura (OLIVEIRA *et al*, 2012).

Com o controle PS e a razão cíclica variável, o conversor possui a característica de funcionamento em oito regiões de operação. Outra questão importante é a viabilidade para aplicação em sistemas de distribuição de corrente contínua e veículos elétricos.

## 2.5 Conversores Trifásicos

Nesta subseção são apresentados os conversores CC-CC bidirecionais isolados com características trifásicas, ou seja, possuem transformador trifásico em sua estrutura.

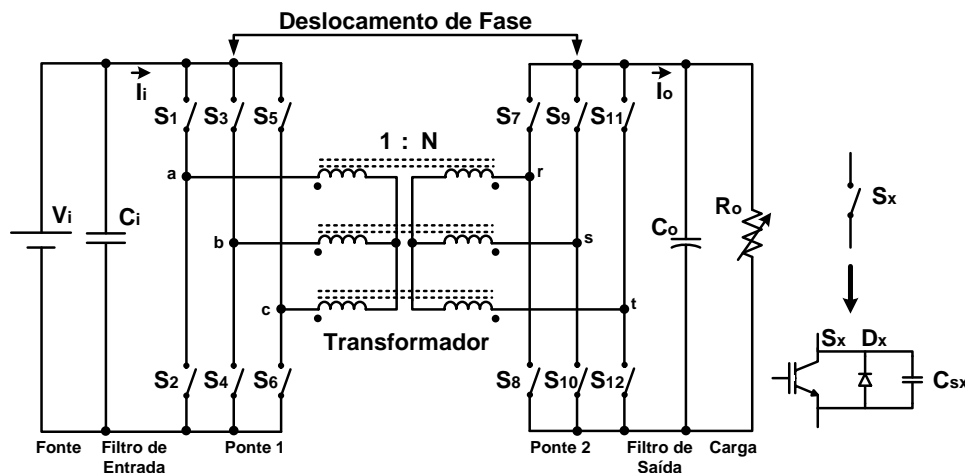
### 2.5.1 Conversor CC-CC Trifásico Bidirecional com Comutação Suave

O primeiro conversor CC-CC DAB trifásico bidirecional desenvolvido (DE DONCKER *et al*, 1991) é mostrado na Figura 2.10. A topologia utiliza a indutância de dispersão do transformador para transferência de potência e o conceito de PS para controlar o fluxo de potência do circuito.

Basicamente a razão cíclica é constante e igual a 0,5. Sendo que os interruptores de um mesmo braço possuem comandos complementares, com tudo isso se obtém simetria nas formas de onda de tensão e corrente no transformador.



Figura 2.10 - Conversor DAB trifásico.



Fonte: Adaptado da literatura (DE DONCKER *et al*, 1991).

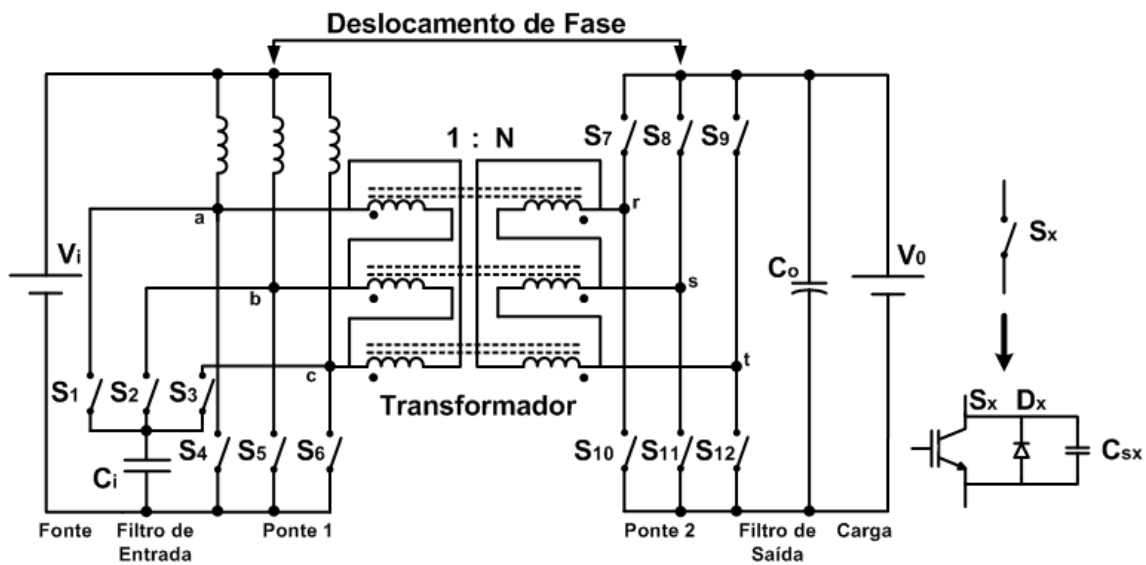
Naturalmente a comutação ZVS é obtida através do ajuste do ganho estático do conversor. Devido à frequência de ondulação da corrente e tensão serem seis vezes maior que a frequência de chaveamento, ocorre uma diminuição nos filtros do conversor.

### 2.5.2 Conversor CC-CC Trifásico Bidirecional Intercalado com Grampeamento

O conversor CC-CC trifásico elevador com grampeamento ativo (CHA *et al*, 2010) é apresentado na Figura 2.11. Para realizar o grampeamento ativo empregam-se três interruptores adicionais, em conjunto com um capacitor. A comutação suave ZVS é obtida e o rendimento do conversor tem seu valor elevado.

O conversor apresenta doze interruptores ativos, três indutores, um transformador de alta frequência e dois capacitores em sua estrutura de potência. O rendimento máximo do conversor está acima de 95%.

Figura 2.11 - Conversor CC-CC trifásico bidirecional intercalado com grameamento ativo.



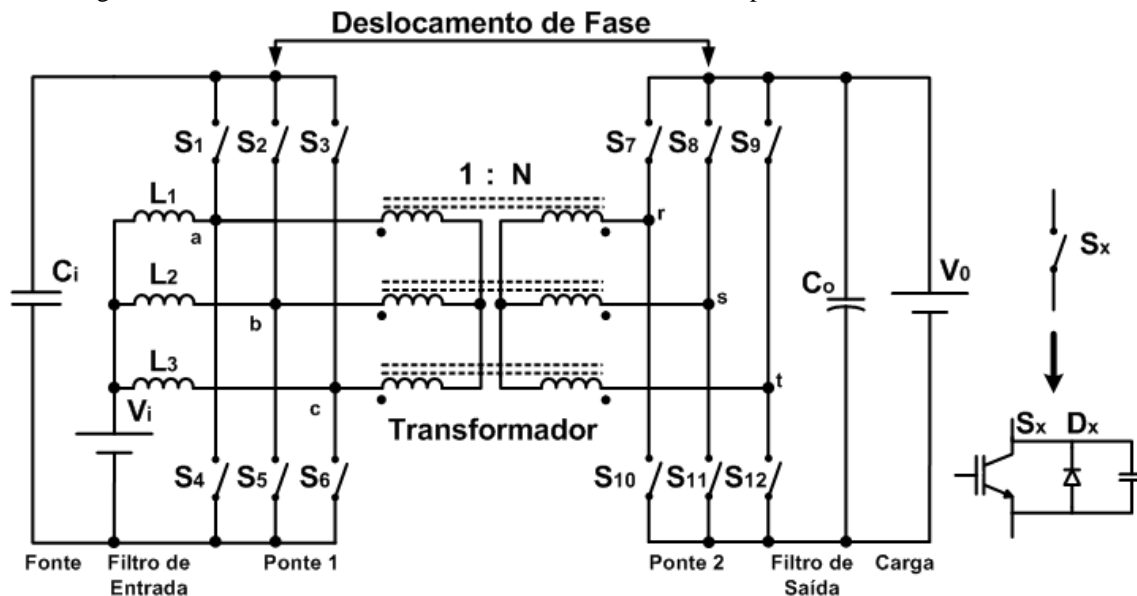
Fonte: Adaptado da literatura (CHA *et al.*, 2010).

### 2.5.3 Conversor CC-CC trifásico bidirecional alimentado em corrente

A topologia do conversor CC-CC trifásico bidirecional com comutação suave e alimentado em corrente, (Wang *et al.*, 2012) e (Wang *et al.*, 2013), é apresentado na Figura 2.12. A comutação suave ZVS neste conversor é garantida pela variação do ciclo de trabalho dos interruptores do lado primário e o PS. Assim, obtém-se um maior rendimento da estrutura na transferência de potência.

Como característica marcante desta topologia é a complexidade em seu funcionamento, pois ocorre a variação de duas grandezas e com isso aumenta-se o número de regiões de operação.

Figura 2.12 - Conversor CC-CC trifásico bidirecional com três portas alimentado em corrente.



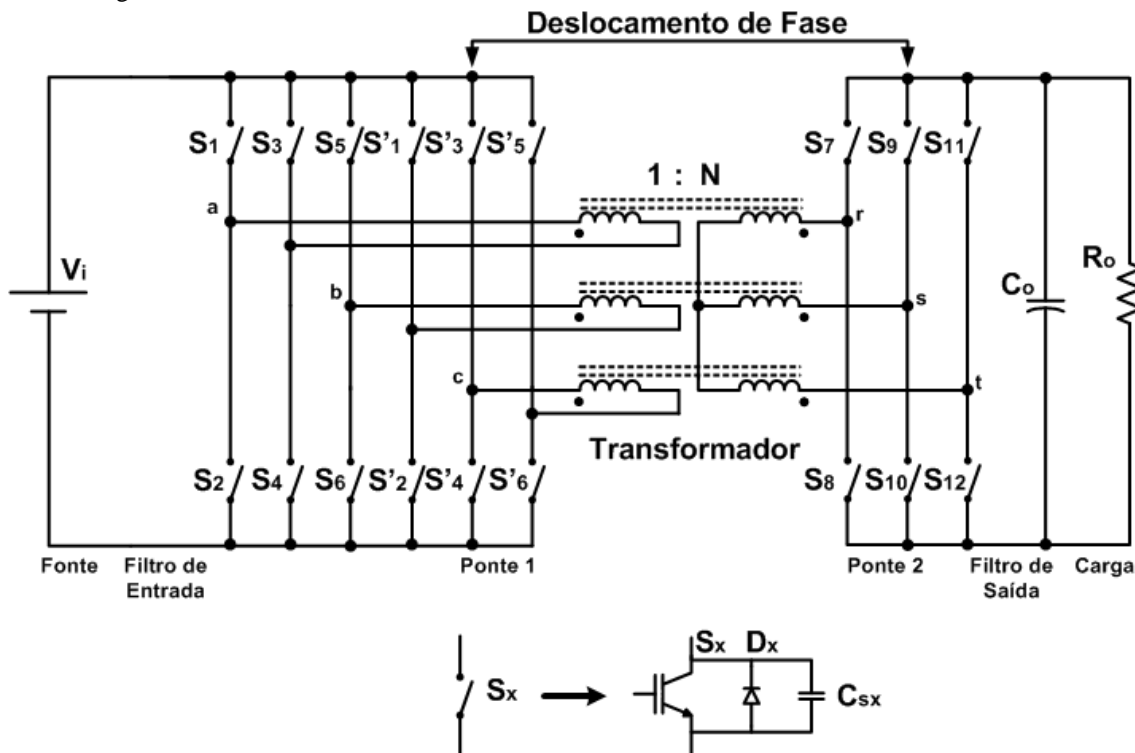
Fonte: Adaptado da literatura (WANG *et al*, 2012).

#### 2.5.4 Conversor CC-CC DPS com Comutação Suave

O conversor CC-CC bidirecional *Dual Phase Shift* (DPS) com ciclo de trabalho variável (OLIVEIRA FILHO *et al*, 2013) é apresentado na Figura 2.13. O fluxo de potência pode ser controlado através de DPS. Além da variação da razão cíclica dos interruptores serem variável.

O estudo realizado por (OLIVEIRA FILHO *et al*, 2013) busca reduzir o conteúdo reativo no transformador, garantindo assim uma redução no volume do magnético e dos esforços nos interruptores. Outra característica importante é que naturalmente obtém-se a comutação suave ZVS. Para isso é necessário apenas o ajuste apropriado do ganho estático do conversor.

Figura 2.13 - Conversor CC-CC trifásico bidirecional DPS com ciclo de trabalho variável.



Fonte: Adaptado da literatura (OLIVEIRA FILHO *et al*, 2013).

## 2.6 CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL PROPOSTO

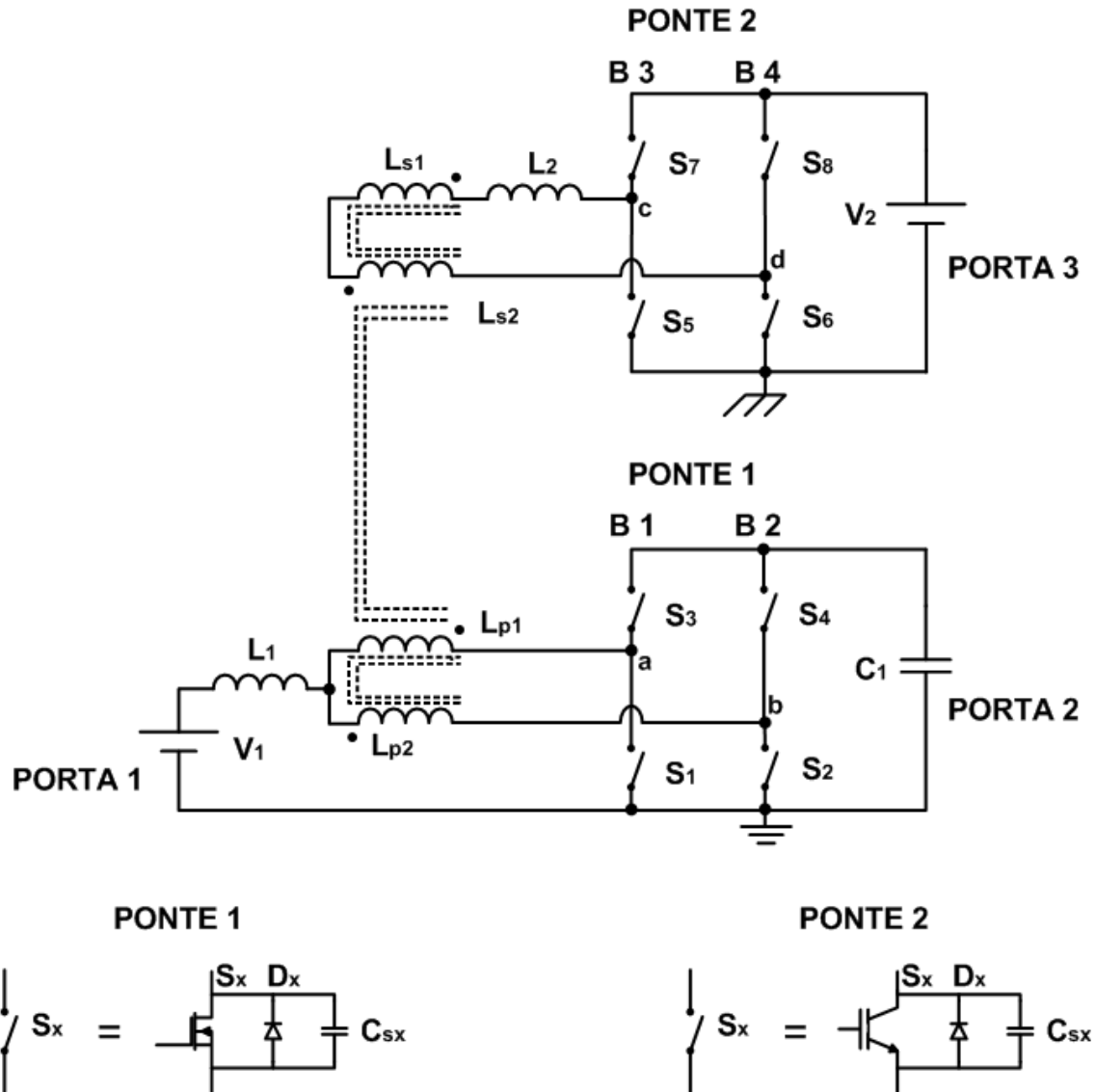
O conversor proposto neste trabalho é basicamente composto pela união do DAB (DE DONCKER *et al*, 1991) com a célula de comutação de três estados (GROVER *et al*, 2000), entretanto utiliza-se a versão bidirecional no lado primário (BARROZO *et al*, 2010).

A estrutura apresenta oito interruptores ativos, dois indutores, um transformador de quatro enrolamentos e dois capacitores. A Figura 2.14 mostra o conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE.

Basicamente a modulação do conversor consiste em aplicar a razão cíclica ( $D$ ) nos interruptores inferiores, e os interruptores superiores são complementares aos interruptores do mesmo braço. Para o PS é considerado as tensões produzidas pelas pontes ativas 1 e 2.

O braço de referência é B 1 e o PS é realizado pelo deslocamento do ângulo de condução do interruptor inferior do braço B 3. Os braços B 1 e B 2 são defasados  $180^\circ$ , isto é válido também para B 3 e B 4.

Figura 2.14 - Conversor DAB-CCTE proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

## 2.7 CONCLUSÕES

Neste Capítulo, foram apresentados os estudos de topologias de conversores CC-CC bidirecionais. Enfatizando suas características e buscando sempre topologias similares ao do presente estudo.

Ressalta-se que o conversor proposto tem uma estrutura promissora, devido ser multiporta, possui esforços de corrente no primário reduzidos pela metade e de tamanho compacto, tornando-o assim atrativo para diversas aplicações, principalmente onde naturalmente têm-se o fluxo bidirecional de potência.

No próximo capítulo será realizada uma abordagem sobre a análise do funcionamento do conversor DAB-CCTE. Sendo mostrada a análise qualitativa do conversor proposto neste trabalho.

### 3 ANÁLISE QUALITATIVA DO CONVERSOR DAB-CCTE

#### 3.1 INTRODUÇÃO

Conforme visto no capítulo anterior, a conversão CC-CC bidirecional está sendo bastante abordada em diversas literaturas. Isto se deve a grande necessidade em diversas aplicações de fluxo bidirecional de potência.

O conversor proposto nessa literatura almeja o aumento da densidade de potência processada pelo conversor, com esforços reduzidos de tensão e corrente nos interruptores da topologia DAB-CCTE, além da busca por elevados rendimentos. A união do DAB com a célula de comutação de três estados é realizada para se obter uma nova topologia de conversor, reunindo as características dos dois tipos de conversores. Indicando-se assim uma solução atrativa para aplicações CC-CC onde o fluxo de potência é bidirecional.

Deste modo, este capítulo tem por objetivo a aplicação da modulação PWM e *phase shift* ( $\varphi$ ) no conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE. Com estas técnicas de modulação, é possível obter a comutação ZVS em todos os interruptores.

Sendo assim, neste capítulo apresenta-se uma análise qualitativa das etapas de operação e o levantamento das principais formas de onda do conversor, que servirão de base para um melhor entendimento dessa estrutura.

#### 3.2 ANÁLISE QUALITATIVA

A combinação entre a comutação (ciclo de trabalho D) dos interruptores dos braços da ponte 1 e dos interruptores dos braços da ponte 2, além da defasagem entre os braços B 1 e B 3 (deslocamento de fase – *phase shift*), resultam em 16 regiões de operação. A diferença básica entre as regiões de operação é a sequência de combinação entre os interruptores conduzindo ou em bloqueio, cada região será denominada de R1 até R16, conforme é demonstrado no decorrer deste capítulo. Sendo que as regiões ímpares também podem realizar uma mudança no modo de operação, denominados de M1 e M2, em que os limites do ciclo de trabalho são diferentes.

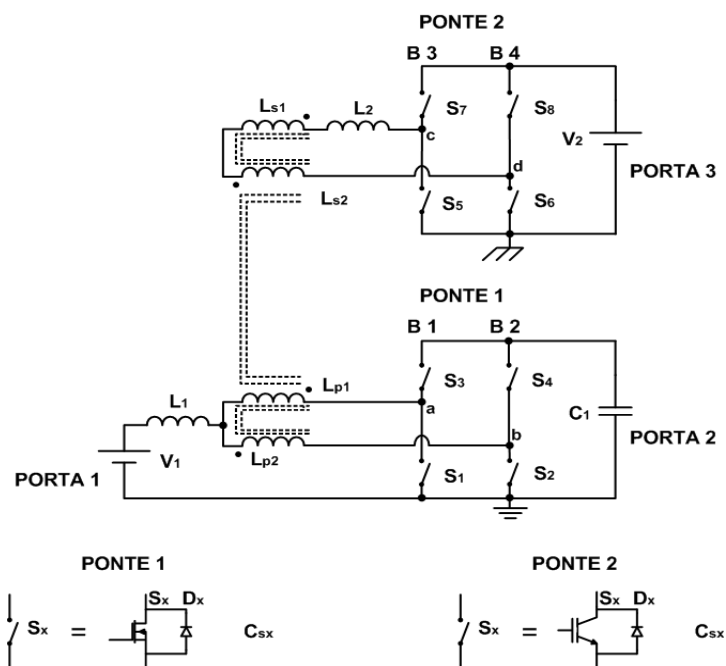
Visando a obtenção das etapas de operação e no próximo capítulo da característica de saída, as seguintes considerações são adotadas:

- A fonte de alimentação do conversor é uma fonte de tensão ideal;

- A saída do conversor é uma fonte de tensão ideal;
- Os semicondutores são ideais;
- O transformador é ideal, com exceção da existência da indutância de dispersão, que será considerada como uma indutância em série com os enrolamentos secundários e será utilizado em adição com uma indutância externa para transmissão de potência;
- As indutâncias de dispersão são idênticas;
- Não existe tempo morto entre dois interruptores de um mesmo braço;
- As capacitâncias  $C_{S1}$ ,  $C_{S2}, \dots, C_{S6}$  são desprezíveis.

A topologia do conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE utilizada é mostrada na Figura 3.1.

Figura 3.1 - Conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE para aplicação com duas portas.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Tabela 3.1 apresenta todas as regiões de operação do conversor proposto neste trabalho. Percebe-se que para o deslocamento de fase (phase shift),  $\phi \geq 0$  e o ciclo de trabalho  $D$  podendo variar entre 0 e 1, é possível obter 8 (oito) regiões de operação.

Já para  $\phi < 0$  e o ciclo de trabalho das chaves podendo possuir a mesma variação do caso anterior, é possível também obter 8 (oito) regiões de operação. Mas nesse caso, deve-se levar em consideração que a análise do intervalo de variação de  $\phi$  está sendo proposto com seu valor em módulo.



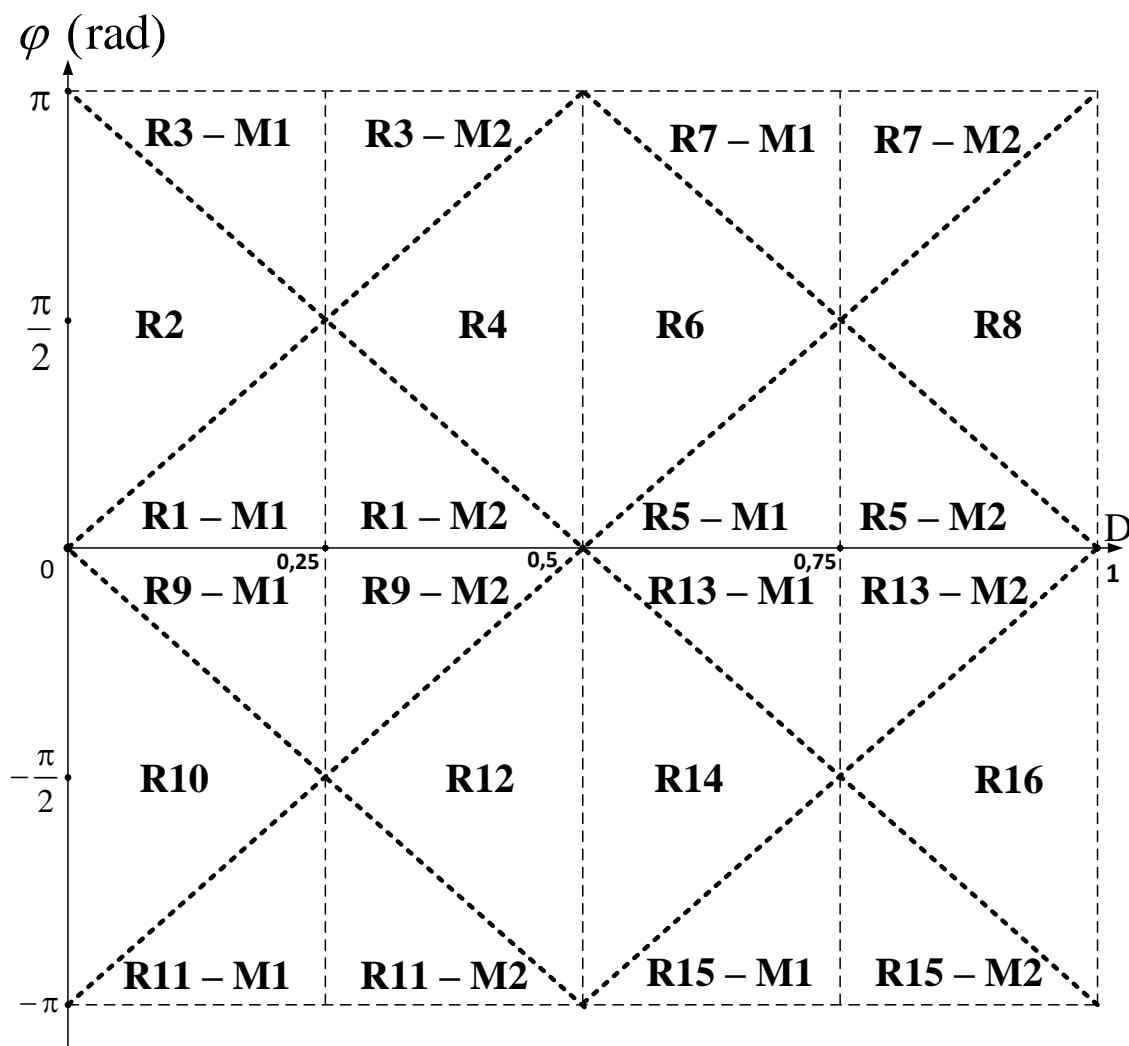
Tabela 3.1 - Regiões de operação do conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE.

Regiões de operação (R)	Modo de operação(M)	Ciclo de trabalho (D)	Intervalo <i>Phase Shift</i> ( $\varphi$ )
R1	Modo M1	$D < 0,25$	$0 < \varphi \leq D2\pi$
	Modo M2	$0,25 \leq D < 0,5$	$0 < \varphi \leq (1-2D)\pi$
R2	-	$D < 0,25$	$D2\pi < \varphi \leq (1-2D)\pi$
R3	Modo M1	$D < 0,25$	$(1-2D)\pi < \varphi \leq \pi$
	Modo M2	$0,25 \leq D < 0,5$	$D2\pi < \varphi \leq \pi$
R4	-	$0,25 \leq D < 0,5$	$(1-2D)\pi < \varphi \leq D2\pi$
R5	Modo M1	$0,5 \leq D < 0,75$	$0 < \varphi \leq (2D-1)\pi$
	Modo M2	$0,75 \leq D < 1$	$0 < \varphi \leq (2-2D)\pi$
R6	-	$0,5 \leq D < 0,75$	$(2D-1)\pi < \varphi \leq (2-2D)\pi$
R7	Modo M1	$0,5 \leq D < 0,75$	$(2-2D)\pi < \varphi \leq \pi$
	Modo M2	$0,75 \leq D < 1$	$(2D-1)\pi < \varphi \leq \pi$
R8	-	$0,75 \leq D < 1$	$(2-2D)\pi < \varphi \leq (2D-1)\pi$
R9	Modo M1	$D < 0,25$	$0 <  \varphi  \leq D2\pi$
	Modo M2	$0,25 \leq D < 0,5$	$0 <  \varphi  \leq (1-2D)\pi$
R10	-	$D < 0,25$	$D2\pi <  \varphi  \leq (1-2D)\pi$
R11	Modo M1	$D < 0,25$	$(1-2D)\pi <  \varphi  \leq \pi$
	Modo M2	$0,25 \leq D < 0,5$	$D2\pi <  \varphi  \leq \pi$
R12	-	$0,25 \leq D < 0,5$	$(1-2D)\pi <  \varphi  \leq D2\pi$
R13	Modo M1	$0,5 \leq D < 0,75$	$0 <  \varphi  \leq (2D-1)\pi$
	Modo M2	$0,75 \leq D < 1$	$0 <  \varphi  \leq (2-2D)\pi$
R14	-	$0,5 \leq D < 0,75$	$(2D-1)\pi <  \varphi  \leq (2-2D)\pi$
R15	Modo M1	$0,5 \leq D < 0,75$	$(2-2D)\pi <  \varphi  \leq \pi$
	Modo M2	$0,75 \leq D < 1$	$(2D-1)\pi <  \varphi  \leq \pi$
R16	-	$0,75 \leq D < 1$	$(2-2D)\pi <  \varphi  \leq (2D-1)\pi$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 3.2 é apresentado um gráfico com as regiões de operação. A obtenção deste gráfico é de suma importância para comprovar a existência das 16 regiões de operação do conversor DAB-CCTE.

Figura 3.2 - Gráfico das regiões de operação do conversor DAB-CCTE.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Percebe-se na Figura 3.2 que as regiões de operação podem possuir as mesmas características de variação do PS, mas o intervalo de variação do ciclo de trabalho é diferenciado em metade delas.

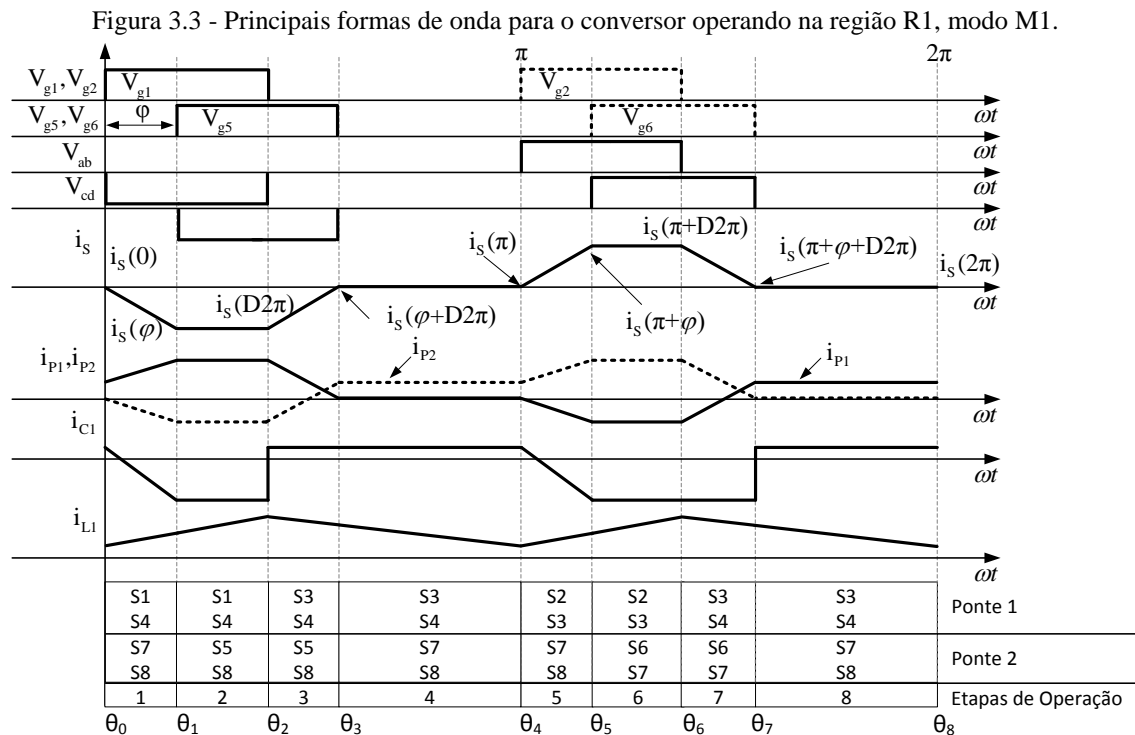
Outra questão relevante para o estudo do conversor é a análise da equação (3.1), sendo que a mesma representa o ganho estático no transformador (d).

$$d = \frac{V_{cd,max}}{V_{ab,max}} = \frac{V_2(1-D)}{V_1} \quad (3.1)$$

Considera-se para fins de análise do conversor que  $d=1$ . Pois será comprovado que se trata do melhor valor para o ganho estático no transformador.

### 3.2.1 Operação na região R1

A operação do conversor na região R1 ocorre em  $0 \leq D < 0,25$  e  $0 < \varphi \leq D2\pi$  rad para o modo M1 ou  $0,25 \leq D < 0,5$  e  $0 < \varphi \leq (1-2D)\pi$  rad para o modo M2. A Figura 3.3 apresenta as principais formas de onda.



Fonte: Elaborado pelo autor.

#### ✓ Primeira Etapa $[\theta_0, \theta_1]$ : Abertura de $S_3$

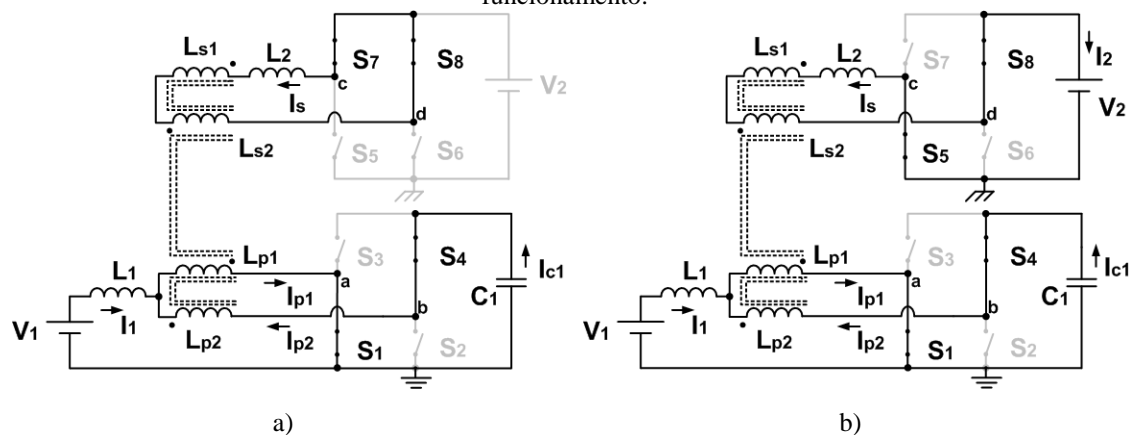
Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_3$  para o interruptor  $S_1$ . Os interruptores  $S_4$ ,  $S_7$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_1$  na porta 1 que circula pelo indutor  $L_1$  cresce linearmente. As correntes no primário 1,  $i_{p1}$ , e 2,  $i_{p2}$ , cresce e decresce de forma linear, respectivamente. O capacitor  $C_1$  está se descarregando e sua corrente  $i_{C1}$  circula pelo enrolamento primário 2 ( $i_{p2}$ ). Já a corrente no secundário  $i_s$  do

transformador decresce linearmente até atingir o valor máximo negativo,  $-I_{S,max}$ . Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é ilustrado na Figura 3.4(a). A etapa termina com o bloqueio de  $S_7$ . Embora esta etapa não possua comutação suave nos interruptores, pode ser que para uma condição de carga específica ocorra comutação suave ZVS nos interruptores inferiores da ponte 1.

✓ **Segunda Etapa  $[\theta_1, \theta_2]$ : Abertura de  $S_7$**

A etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_7$  para o interruptor  $S_5$ , sendo que a corrente circulará primeiramente pelo diodo intrínseco  $D_5$ , provocando assim comutação ZVS em  $S_5$ . Os interruptores  $S_1, S_4$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_1$  continua crescendo linearmente, ou seja, armazenando energia no indutor  $L_1$ . As correntes  $i_{p1}$  e  $i_{p2}$  permanecem com os valores  $I_{p1,max}$  e  $-I_{p2,max}$ . O capacitor  $C_1$  continua se descarregando através do enrolamento primário 2. A corrente  $i_s$  permanece com valor  $-I_{S,max}$  durante toda a etapa. Nesta etapa ocorre transferência de potência para  $V_2$ , podendo ser visualizada na Figura 3.4(b). O término desta etapa ocorre com o bloqueio de  $S_1$ .

Figura 3.4 – Etapas de operação em R1 – M1: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

✓ **Terceira Etapa  $[\theta_2, \theta_3]$ : Abertura de  $S_1$**

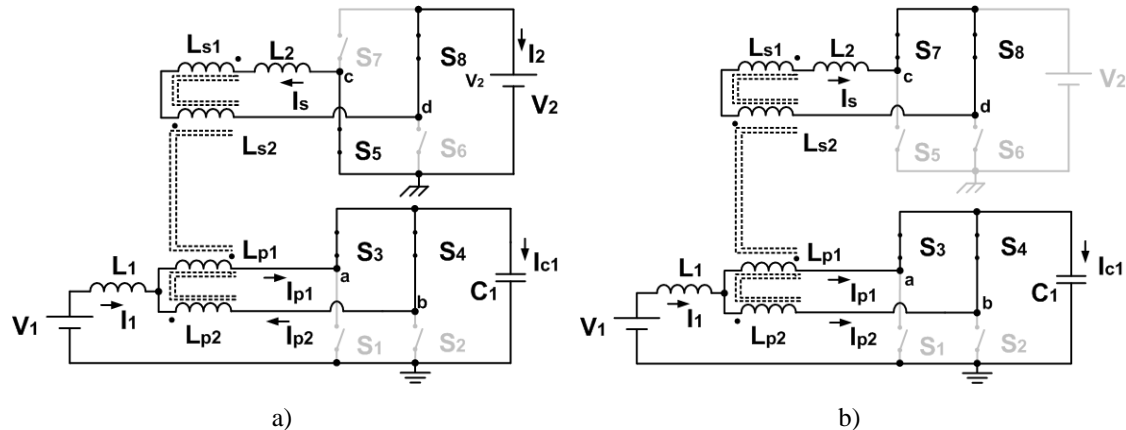
A comutação do interruptor  $S_1$  para o interruptor  $S_3$  é o início desta etapa. Em decorrência desta comutação, a corrente  $i_{p1}$  é conduzida através do diodo intrínseco  $D_3$ , possibilitando assim a comutação ZVS do interruptor  $S_3$ . Os interruptores  $S_4, S_5$  e  $S_8$

continuam em condução. A corrente  $i_1$  inicia o seu valor em  $I_{1,max}$  e decresce linearmente, ou seja, transferindo energia do indutor  $L_1$  para o circuito. A corrente  $i_{p1}$  decresce até atingir zero, enquanto a corrente  $i_{p2}$  cresce linearmente, e muda de sentido, até ser responsável por toda a corrente de carga do capacitor  $C_1$  no final da etapa. A corrente  $i_s$  inicia com valor  $-I_{s,max}$  e então cresce linearmente até inverter de sentido. A Figura 3.5(a) mostra que continua ocorrendo transferência de potência para  $V_2$ . A etapa finaliza-se com o bloqueio  $S_5$ .

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de  $S_5$**

Nesta etapa ocorre inicialmente a comutação do interruptor  $S_5$  para o interruptor  $S_7$ . A corrente  $i_s$  passa a ser conduzida pelo diodo em antiparalelo  $D_7$ , ocasionando assim comutação suave ZVS no interruptor  $S_7$ . Os interruptores  $S_3, S_4$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_1$  continua com valor decrescente e assim transferindo energia do indutor  $L_1$  para o circuito. A corrente  $i_{p1}$  permanece com valor nulo durante toda esta etapa, já a corrente  $i_{p2}$  permanece com valor constante, assim como a corrente  $i_{c1}$  do capacitor  $C_1$ .

Figura 3.5 – Etapas de operação em R1 – M1: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.



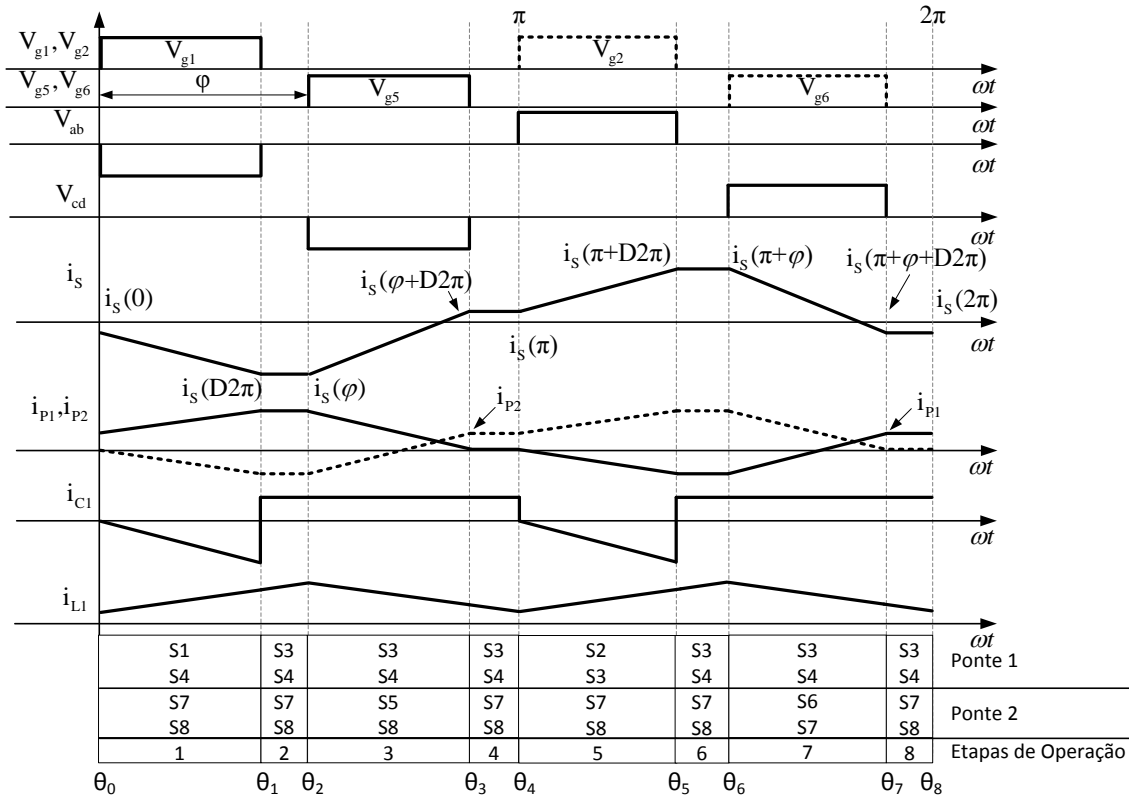
Fonte: Elaborado pelo autor.

Devido à configuração no chaveamento, a corrente  $i_s$  fica constante durante toda esta etapa. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.5(b).

### 3.2.2 Operação na região R2

A operação do conversor na região R2 ocorre para  $0 \leq D < 0,25$  e  $D2\pi < \varphi \leq (1-2D)\pi$  rad. A Figura 3.6 apresenta as principais formas de onda nesta região.

Figura 3.6 - Principais formas de onda para o conversor operando na região R2.



Fonte: Elaborado pelo autor.

#### ✓ Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de $S_3$

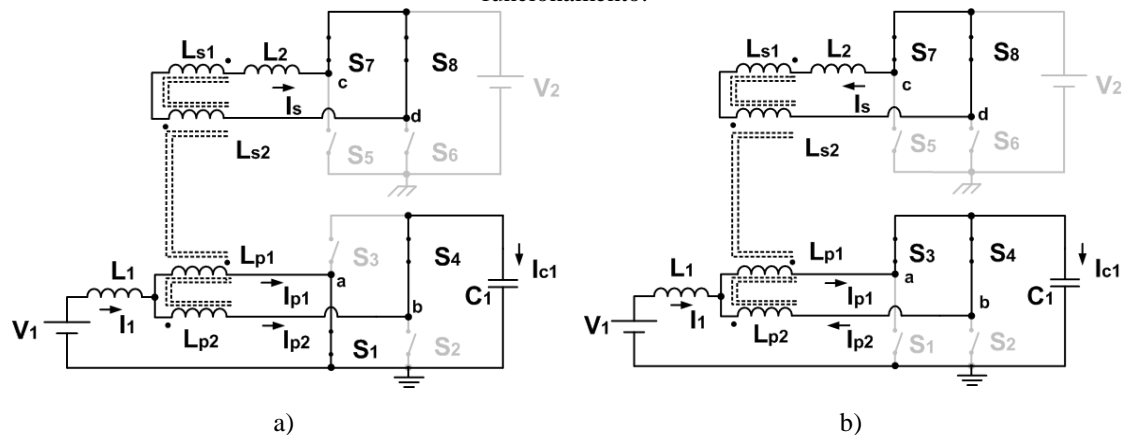
O início desta etapa ocorre com a comutação do interruptor  $S_3$  para o interruptor  $S_1$ . Os interruptores  $S_4$ ,  $S_7$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor decrescente. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é visualizado na Figura 3.7(a).

#### ✓ Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de $S_1$

A comutação do interruptor  $S_1$  para o interruptor  $S_3$  marca o início desta etapa. Os interruptores  $S_4$ ,  $S_7$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  fica constante, com

valor final da etapa anterior. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.7(b).

Figura 3.7 – Etapas de operação em R2: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

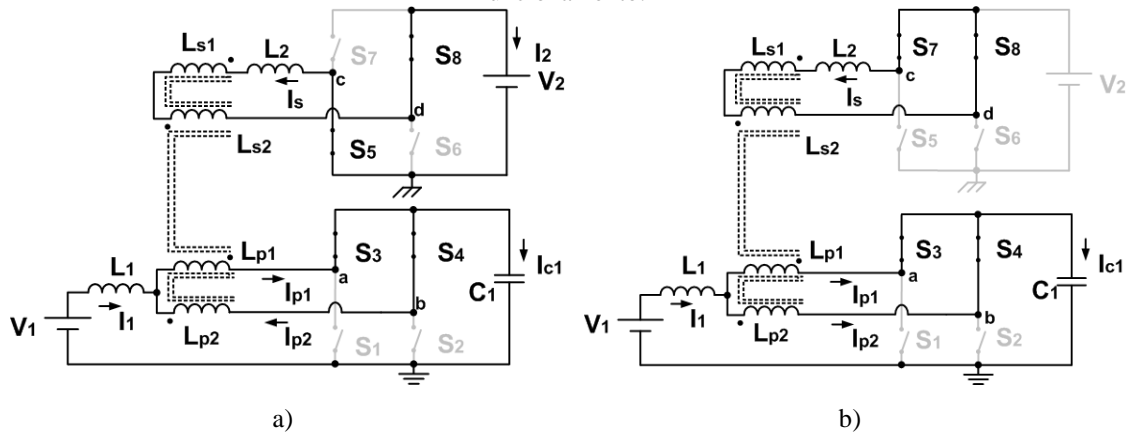
✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de  $S_7$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_7$  para o interruptor  $S_5$ . Os interruptores  $S_3$ ,  $S_4$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor crescente. Nesta etapa, há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.8(a).

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de  $S_5$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_5$  para o interruptor  $S_7$ . Os interruptores  $S_3$ ,  $S_4$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  fica constante, com valor final da etapa anterior. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.8(b).

Figura 3.8 – Etapas de operação em R2: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.

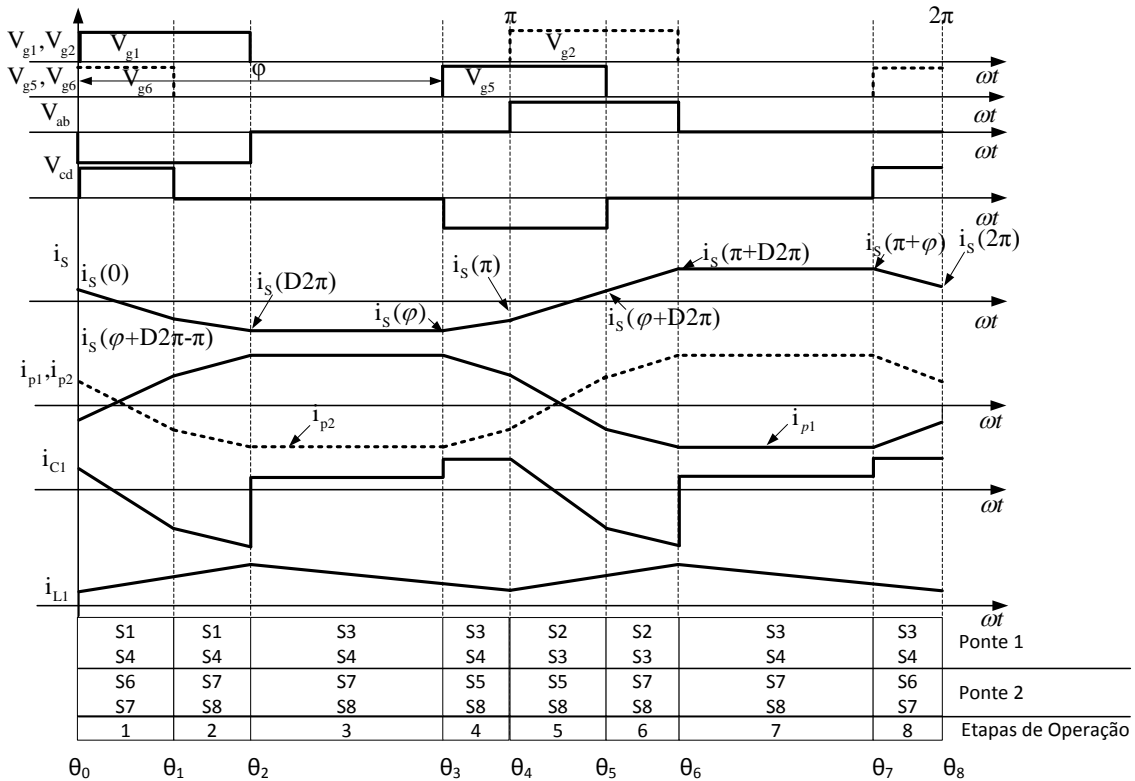


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.3 Operação na região R3

A operação do conversor na região R3 ocorre em  $0 \leq D < 0,25$  e  $(1-2D)\pi < \varphi \leq \pi$  rad para o modo M1 ou  $0,25 \leq D < 0,5$  e  $D2\pi < \varphi \leq \pi$  rad para o modo M2. A Figura 3.9 apresenta as principais formas de onda.

Figura 3.9 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R3, modo M1.



Fonte: Elaborado pelo autor.



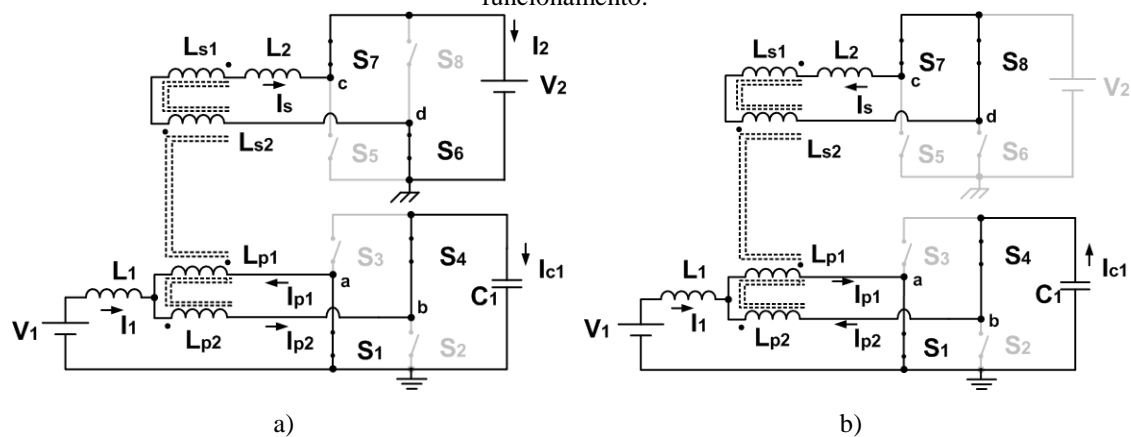
✓ **Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de  $S_3$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_3$  para o interruptor  $S_1$ . Os interruptores  $S_4, S_6$  e  $S_7$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor decrescente e cruza o valor zero. Nesta etapa, há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.10(a).

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de  $S_6$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_6$  para o interruptor  $S_8$ . Os interruptores  $S_1, S_4$  e  $S_7$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor decrescente. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.10(b).

Figura 3.10 – Etapas de operação em R3 – M1: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

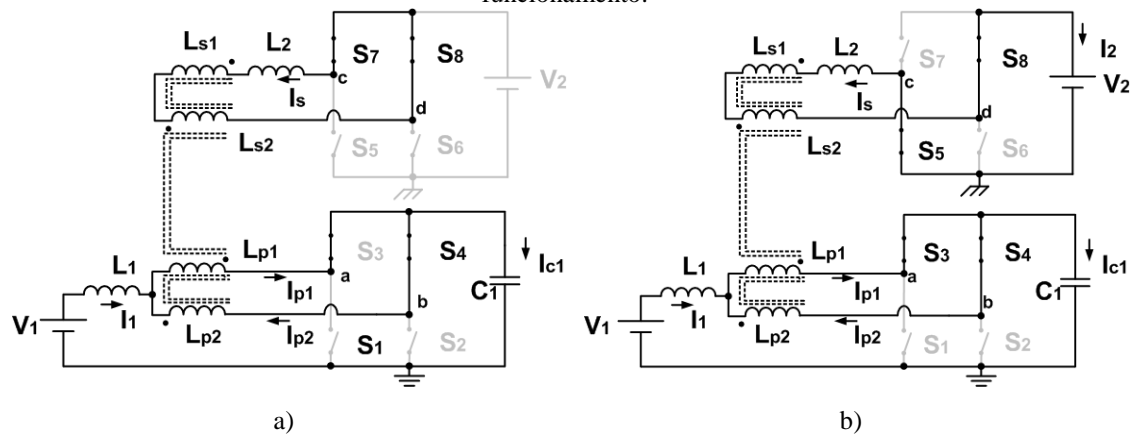
✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de  $S_1$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_1$  para o interruptor  $S_3$ . Os interruptores  $S_4, S_7$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  fica constante, com valor final da etapa anterior. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.11(a).

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de  $S_7$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_7$  para o interruptor  $S_5$ . Os interruptores  $S_3, S_4$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor crescente. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.11(b).

Figura 3.11 – Etapas de operação em R3 – M1: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.

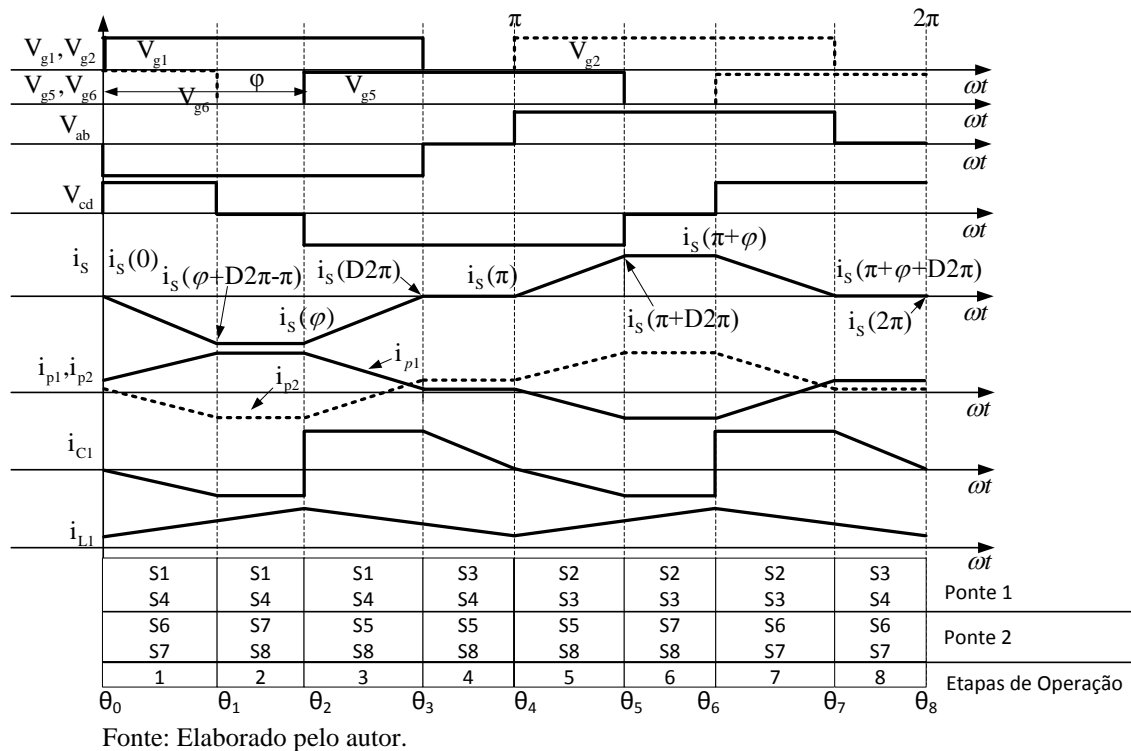


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.4 Operação na região R4

A operação do conversor na região R4 ocorre para  $0,25 \leq D < 0,5$  e  $(1-2D)\pi < \phi \leq D2\pi$  rad. Sendo mostrado na Figura 3.12 as principais formas de onda.

Figura 3.12 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R4.



Fonte: Elaborado pelo autor.

✓ **Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de  $S_3$**

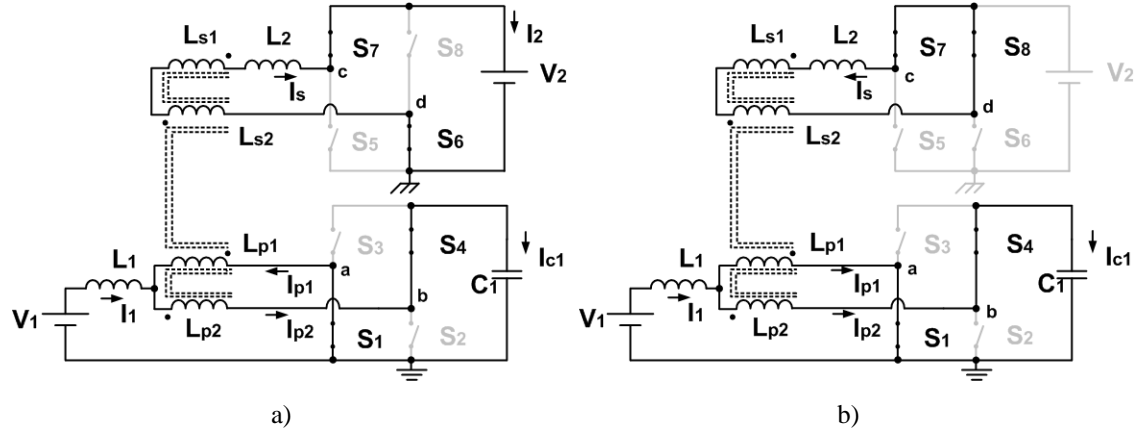
Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_3$  para o interruptor  $S_1$ . Os interruptores  $S_4$ ,  $S_6$  e  $S_7$  continuam em condução. A corrente  $i_1$  cresce linearmente. As correntes  $i_{p1}$  e  $i_{p2}$  cresce e decresce de forma linear, respectivamente. O capacitor  $C_1$  está se carregando e após um período angular começa a se descarregar. Já a corrente no secundário  $i_s$  do transformador decresce linearmente até atingir o valor máximo negativo,  $-I_{s,max}$ . Nesta etapa, há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.13(a).

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de  $S_6$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_6$  para o interruptor  $S_8$ . Os interruptores  $S_1$ ,  $S_4$  e  $S_7$  continuam em condução. A corrente  $i_1$  continua crescendo linearmente. As correntes  $i_{p1}$  e  $i_{p2}$  permanecem com os valores  $I_{p1,max}$  e  $-I_{p2,max}$ . O capacitor  $C_1$  permanece com a sua corrente  $i_{c1}$  constante. A corrente  $i_s$  permanece com

valor  $-I_{S,max}$  durante toda a etapa. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.13(b).

Figura 3.13 – Etapas de operação em R4: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

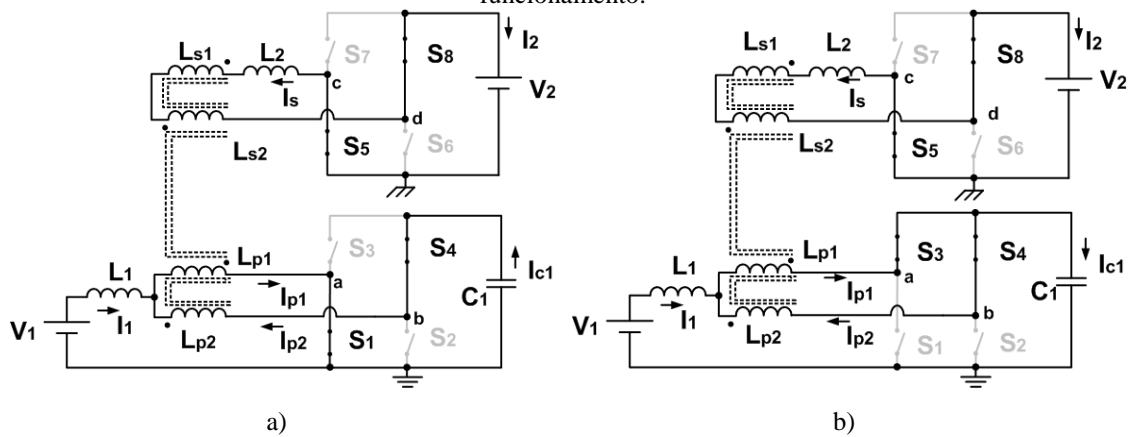
✓ **Terceira Etapa  $[\theta_2, \theta_3]$ : Abertura de  $S_7$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_7$  para o interruptor  $S_5$ . Os interruptores  $S_1$ ,  $S_4$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_1$  inicia o seu valor em  $I_{1,max}$  e decresce linearmente. A corrente  $i_{p1}$  decresce, enquanto a corrente  $i_{p2}$  cresce linearmente e inverte o sentido de condução. A corrente  $i_s$  inicia com valor  $-I_{S,max}$  e então cresce linearmente até inverter de sentido. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.14(a).

✓ **Quarta Etapa  $[\theta_3, \theta_4]$ : Abertura de  $S_1$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_1$  para o interruptor  $S_3$ . Os interruptores  $S_4$ ,  $S_5$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_1$  continua com valor decrescente. As correntes  $i_{p1}$  e  $i_{p2}$  estão com valores constantes durante esta etapa de operação, assim como a corrente  $i_{C1}$  do capacitor  $C_1$ . A corrente  $i_s$  fica constante durante toda esta etapa. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.14(b).

Figura 3.14 – Etapas de operação em R4: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.

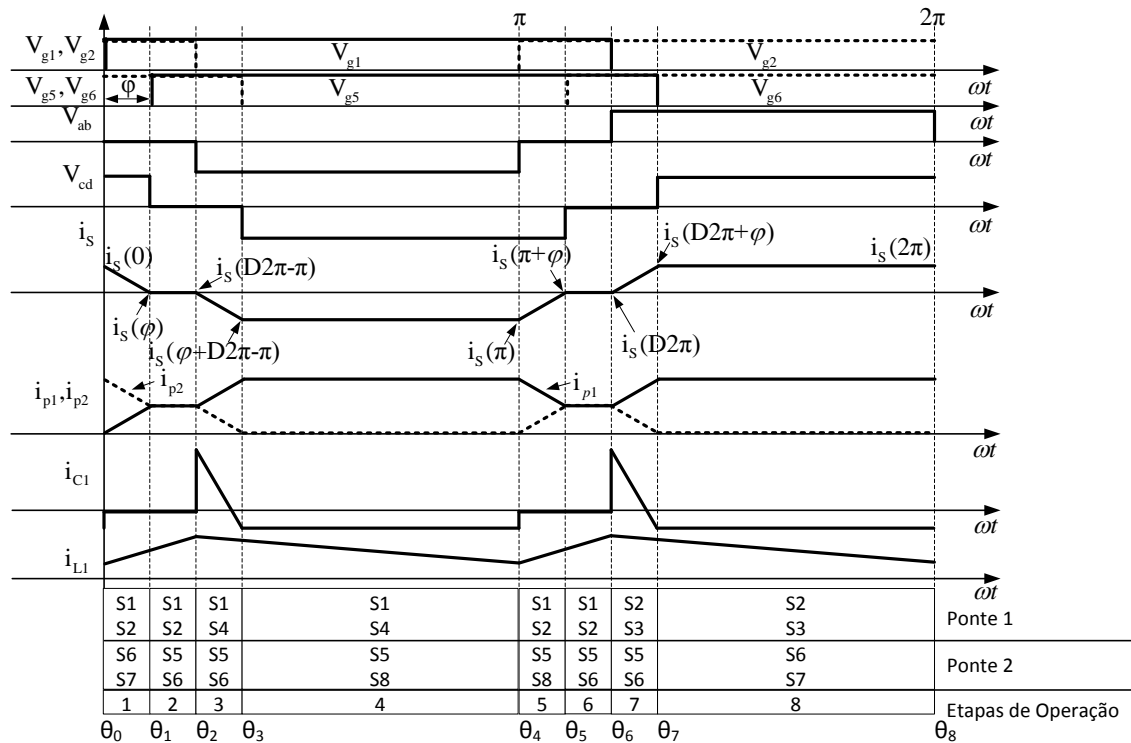


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.5 Operação na região R5

A operação do conversor na região R5 ocorre em  $0,5 \leq D < 0,75$  e  $0 < \varphi \leq (2D - 1)\pi$  rad para o modo M1 ou  $0,75 \leq D < 1$  e  $0 < \varphi \leq (2 - 2D)\pi$  rad para o modo M2. A Figura 3.15 apresenta as principais formas de onda.

Figura 3.15 - Principais formas de onda para o conversor operando na região R5, modo M1.



Fonte: Elaborado pelo autor.

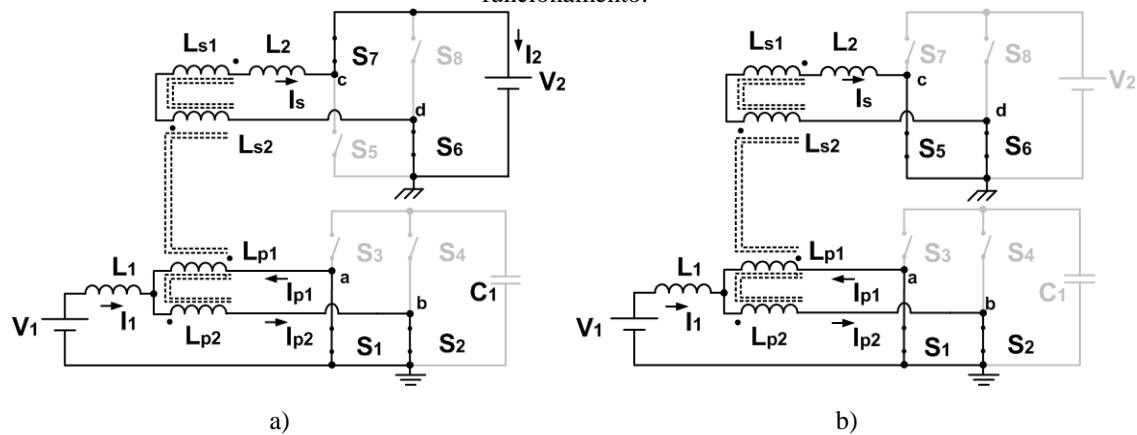
✓ **Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de  $S_3$**

A primeira etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_3$  para o interruptor  $S_1$ . Os interruptores  $S_2, S_6$  e  $S_7$  continuam em condução. A corrente no secundário  $i_s$  do transformador decresce linearmente até atingir o valor máximo negativo,  $-I_{S,max}$ . Nesta etapa, há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.16(a).

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de  $S_7$**

A comutação do interruptor  $S_7$  para o interruptor  $S_5$  marca o início da segunda etapa. Os interruptores  $S_1, S_2$  e  $S_6$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  permanece com valor  $-I_{S,max}$  durante toda a etapa. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.16(b).

Figura 3.16 – Etapas de operação em R5 – M1: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

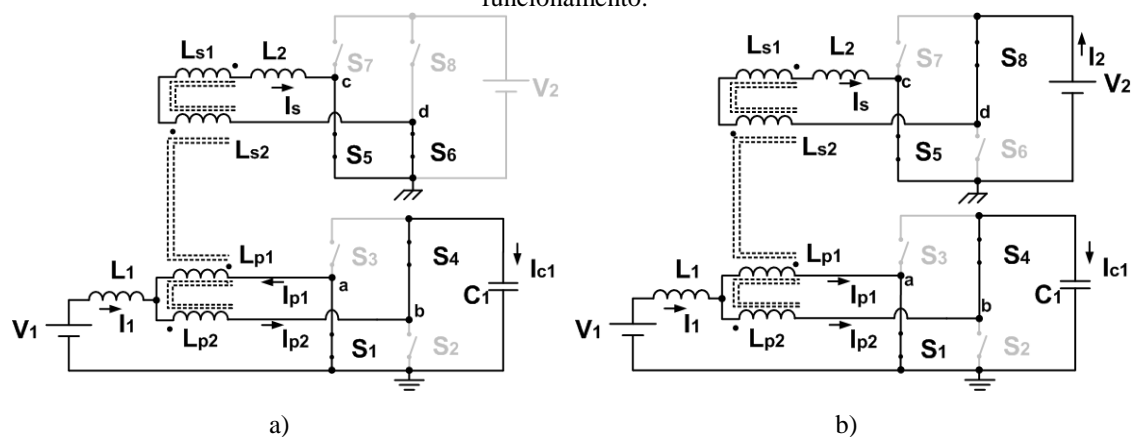
✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de  $S_7$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_7$  para o interruptor  $S_5$ . Os interruptores  $S_1, S_2$  e  $S_6$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  inicia com valor  $-I_{S,max}$  e então cresce linearmente até inverter de sentido. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.17(a).

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de  $S_6$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_6$  para o interruptor  $S_8$ . Os interruptores  $S_1, S_4$  e  $S_5$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  fica constante durante toda esta etapa. Nesta etapa, há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.17(b).

Figura 3.17 – Etapas de operação em R5 – M1: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.

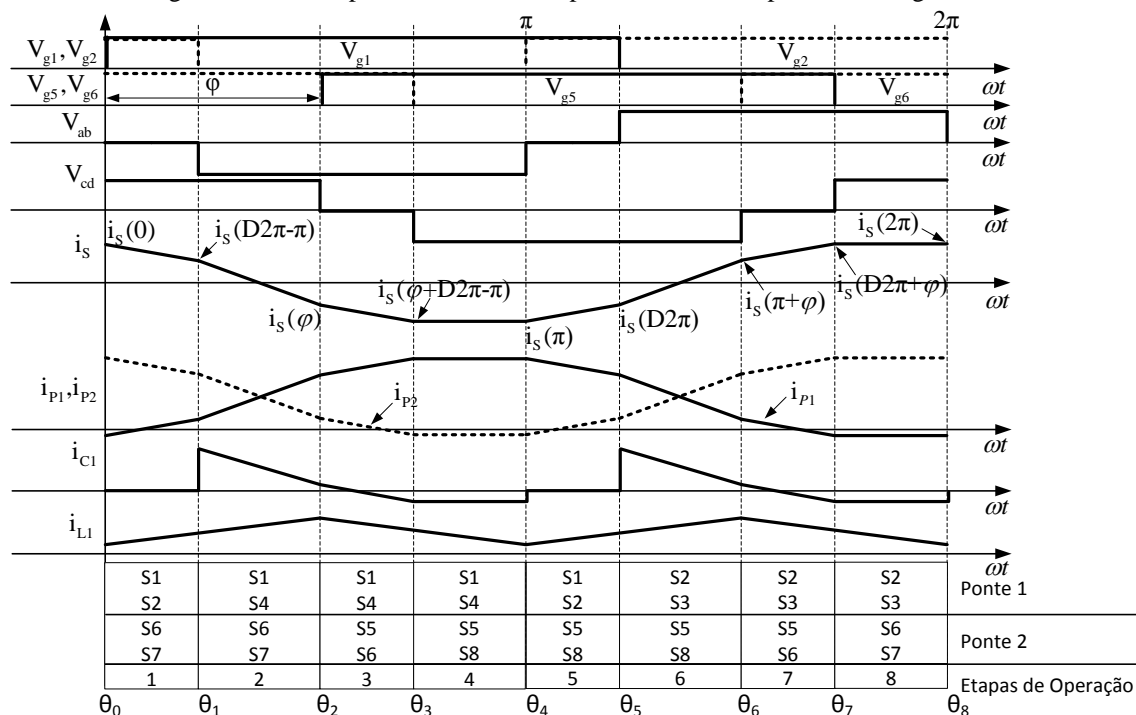


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.6 Operação na região R6

A operação do conversor na região R6 ocorre para  $0,5 \leq D < 0,75$  e  $(2D-1)\pi < \varphi \leq (2-2D)\pi$  rad. A Figura 3.18 apresenta as principais formas de onda desta região.

Figura 3.18 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R6.



Fonte: Elaborado pelo autor.

✓ **Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de  $S_3$**

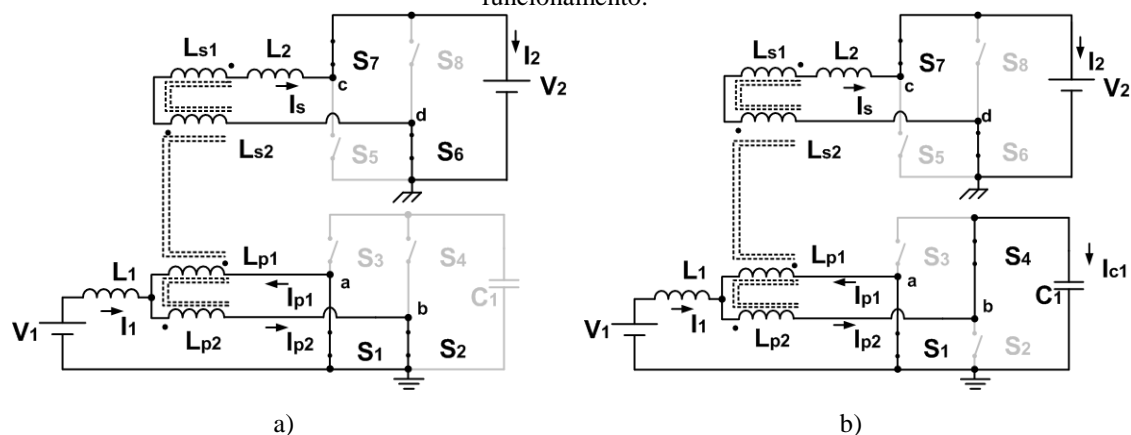
Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_3$  para o interruptor  $S_1$ . Os interruptores  $S_2, S_6$  e  $S_7$  continuam em condução. A corrente  $i_1$  na porta 1 que circula pelo indutor  $L_1$  cresce linearmente. As correntes no primário 1,  $i_{p1}$ , e 2,  $i_{p2}$ , cresce e decresce de forma linear, respectivamente. O capacitor  $C_1$  está com sua corrente  $i_{C1}$  nula. Já a corrente no secundário  $i_s$  do transformador decresce linearmente até atingir o valor máximo negativo. Nesta etapa, há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.19(a).

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de  $S_2$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_2$  para o interruptor  $S_4$ . Os interruptores  $S_1, S_6$  e  $S_7$  continuam em condução. A corrente  $i_1$  decresce. As correntes  $i_{p1}$  e  $i_{p2}$  continuam crescente e decrescente, respectivamente. A corrente  $i_s$  permanece decrescente. Nesta etapa, há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.19(b).



Figura 3.19 – Etapas de operação em R6: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

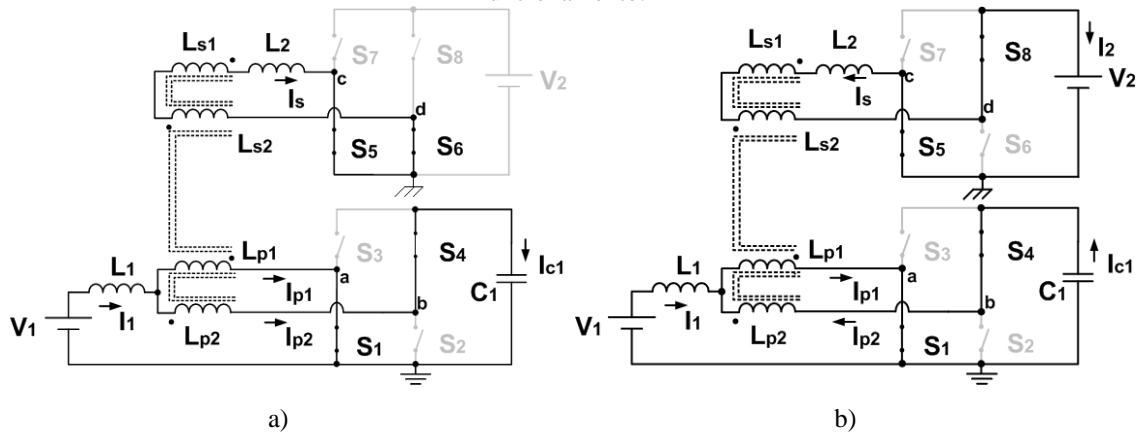
✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de  $S_7$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_7$  para o interruptor  $S_5$ . Os interruptores  $S_1$ ,  $S_4$  e  $S_6$  continuam em condução. A corrente  $i_1$  inicia o seu valor em  $I_{1,max}$  e decresce linearmente, ou seja, transferindo energia do indutor  $L_1$  para o circuito. A corrente  $i_{p1}$  decresce até atingir zero, enquanto a corrente  $i_{p2}$  cresce linearmente, e muda de sentido, até ser responsável por toda a corrente de carga do capacitor  $C_1$  no final da etapa. A corrente  $i_s$  inicia com valor  $-I_{s,max}$  e então cresce linearmente até inverter de sentido. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.20(a).

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de  $S_6$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_6$  para o interruptor  $S_8$ . Os interruptores  $S_1$ ,  $S_4$  e  $S_5$  continuam em condução. A corrente  $i_1$  continua com valor decrescente e assim transferindo energia do indutor  $L_1$  para o circuito. A corrente  $i_{p1}$  permanece com valor nulo durante toda esta etapa, já a corrente  $i_{p2}$  permanece com valor constante, assim como a corrente  $i_{c1}$  do capacitor  $C_1$ . Devido à configuração no chaveamento, a corrente  $i_s$  fica constante durante toda esta etapa. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.20(b).

Figura 3.20 – Etapas de operação em R6: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.

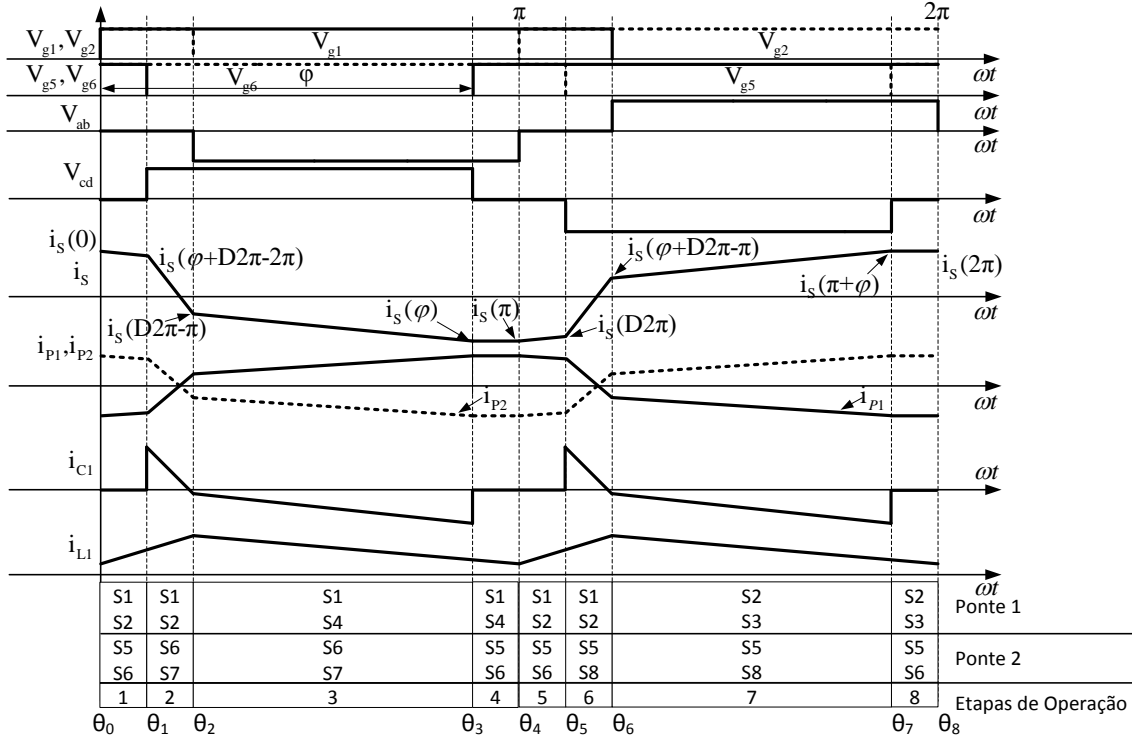


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.7 Operação na região R7

A operação do conversor na região R7 ocorre em  $0,5 \leq D < 0,75$  e  $(2-2D)\pi < \varphi \leq \pi$  rad para o modo M1 ou  $0,75 \leq D < 1$  e  $(2D-1)\pi < \varphi \leq \pi$  rad para o modo M2. A Figura 3.21 apresenta as principais formas de onda.

Figura 3.21 - Principais formas de onda para o conversor operando na região R7, modo M1.



Fonte: Elaborado pelo autor.

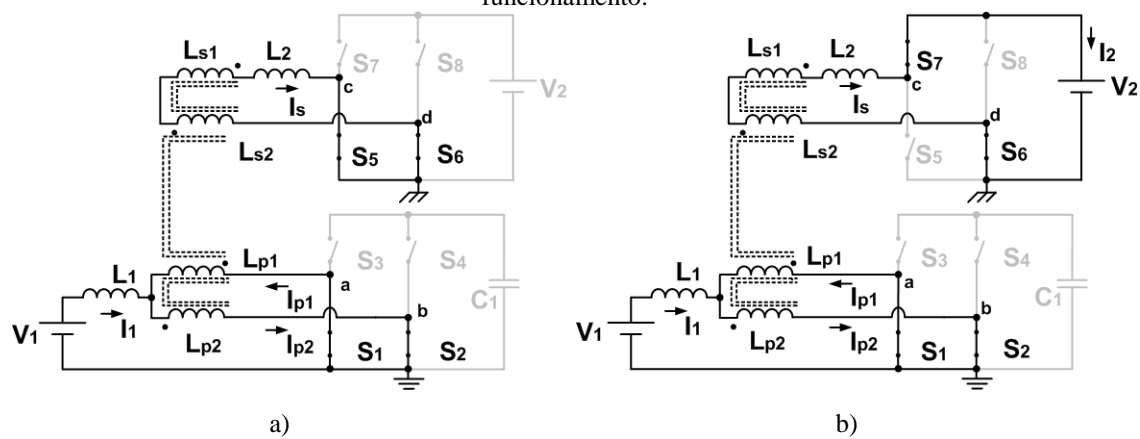
✓ **Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de  $S_3$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_3$  para o interruptor  $S_1$ . Os interruptores  $S_2, S_5$  e  $S_6$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor constante, tendo o mesmo valor da corrente final da etapa anterior. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.22(a).

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de  $S_5$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_5$  para o interruptor  $S_7$ . Os interruptores  $S_1, S_2$  e  $S_6$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor decrescente. Nesta etapa, há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.22(b).

Figura 3.22 – Etapas de operação em R7 – M1: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

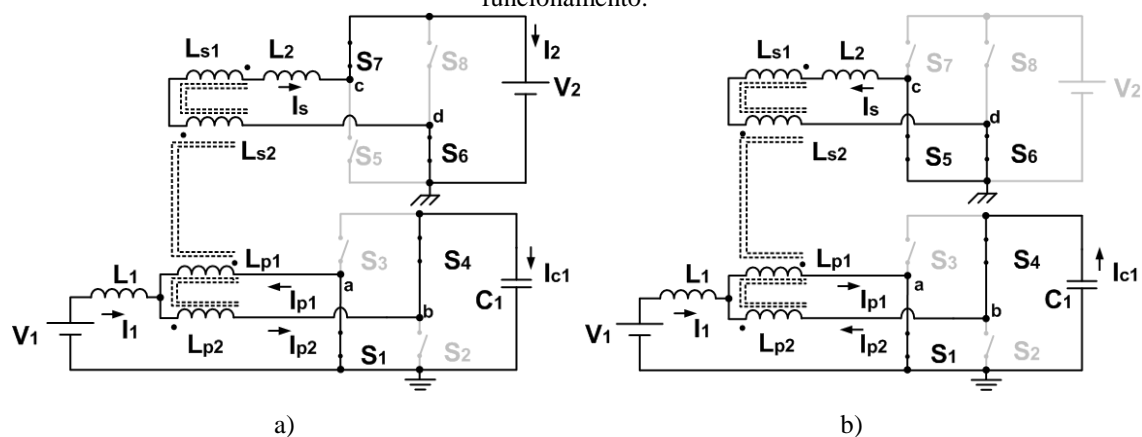
✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de  $S_2$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_2$  para o interruptor  $S_4$ . Os interruptores  $S_1, S_6$  e  $S_7$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor decrescente e cruza o valor zero. Nesta etapa, há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.23(a).

✓ Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de  $S_7$

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_7$  para o interruptor  $S_5$ . Os interruptores  $S_1, S_4$  e  $S_6$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor decrescente. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.23(b).

Figura 3.23 – Etapas de operação em R7 – M1: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.

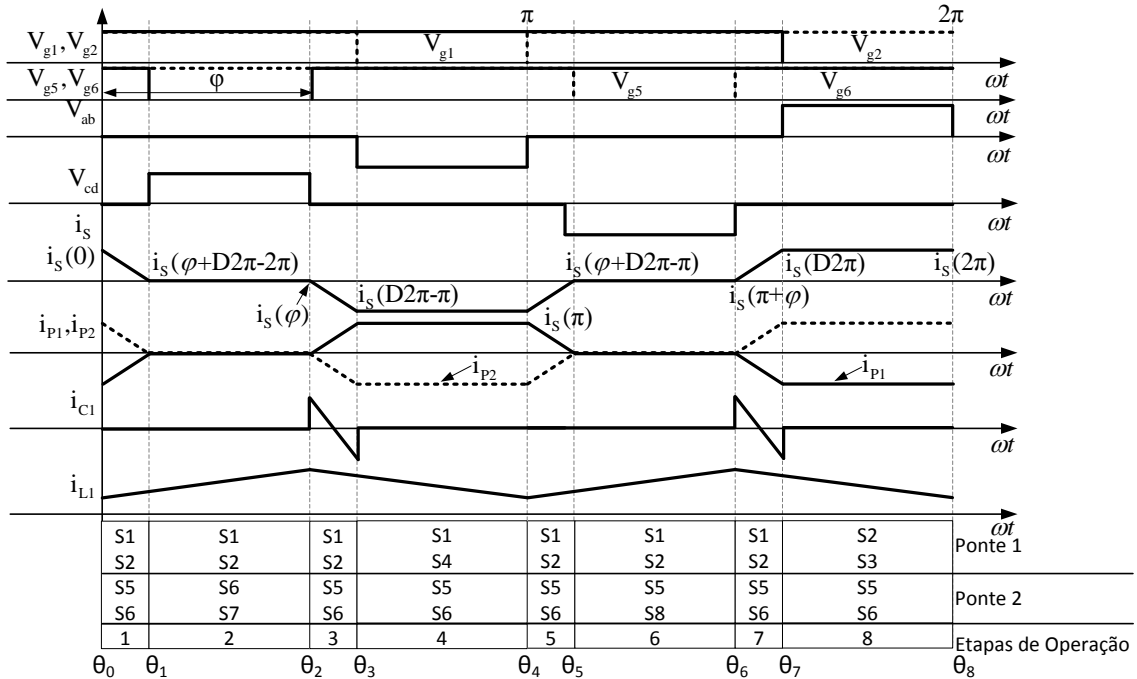


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.8 Operação na região R8

A operação do conversor na região R8 ocorre para  $0,75 \leq D < 1$  e  $(2-2D)\pi < \phi \leq (2D-1)\pi$  rad. Sendo mostrado na Figura 3.24 as principais formas de onda.

Figura 3.24 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R8.



Fonte: Elaborado pelo autor.

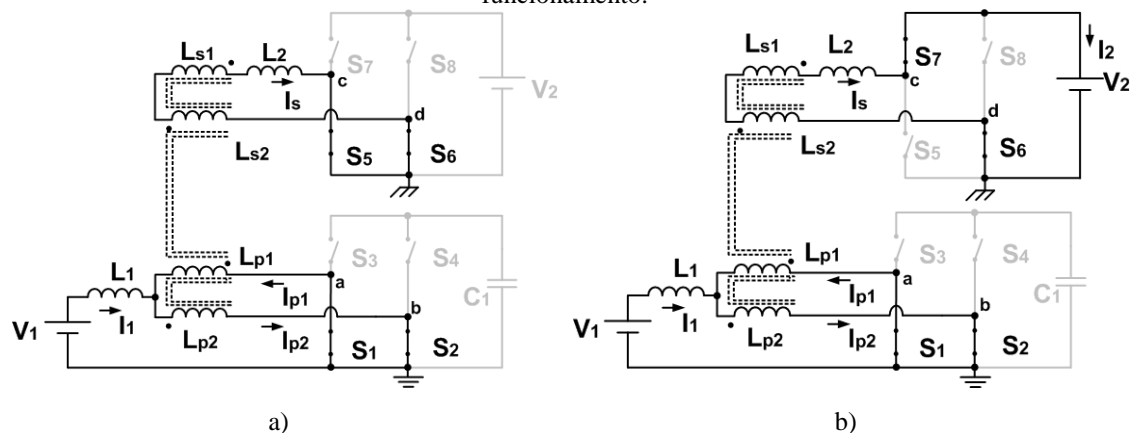
✓ **Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de  $S_3$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_3$  para o interruptor  $S_1$ . Os interruptores  $S_2, S_5$  e  $S_6$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor constante, permanecendo o mesmo valor da etapa anterior. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.25(a).

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de  $S_5$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_5$  para o interruptor  $S_7$ . Os interruptores  $S_1, S_2$  e  $S_6$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor decrescente. Nesta etapa, há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.25(b).

Figura 3.25 – Etapas de operação em R8: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

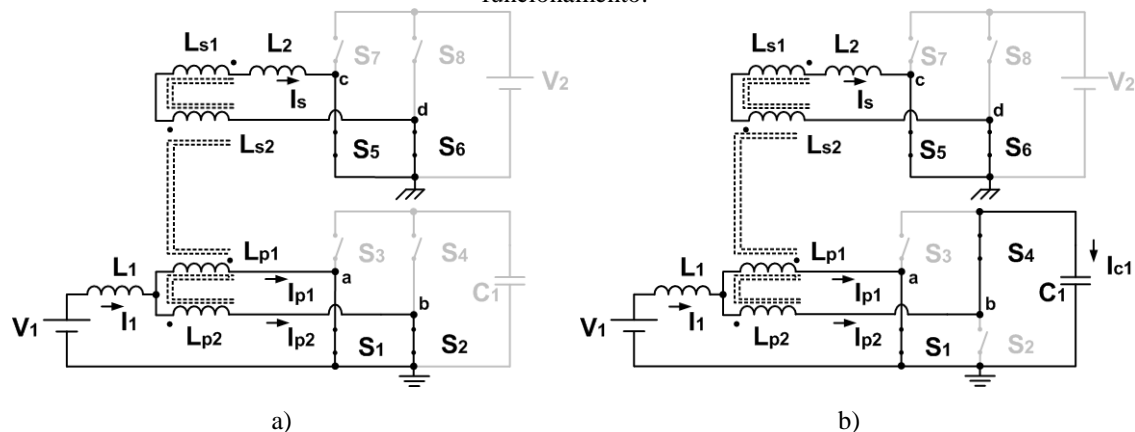
✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de  $S_7$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_7$  para o interruptor  $S_5$ . Os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_6$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor constante, permanecendo o mesmo valor da etapa anterior. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.26(a).

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de  $S_2$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_2$  para o interruptor  $S_4$ . Os interruptores  $S_1$ ,  $S_5$  e  $S_6$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor decrescente e cruza o valor zero. Nesta etapa, não há transferência de potência para  $V_2$ , conforme é mostrado na Figura 3.26(b).

Figura 3.26 – Etapas de operação em R8: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.

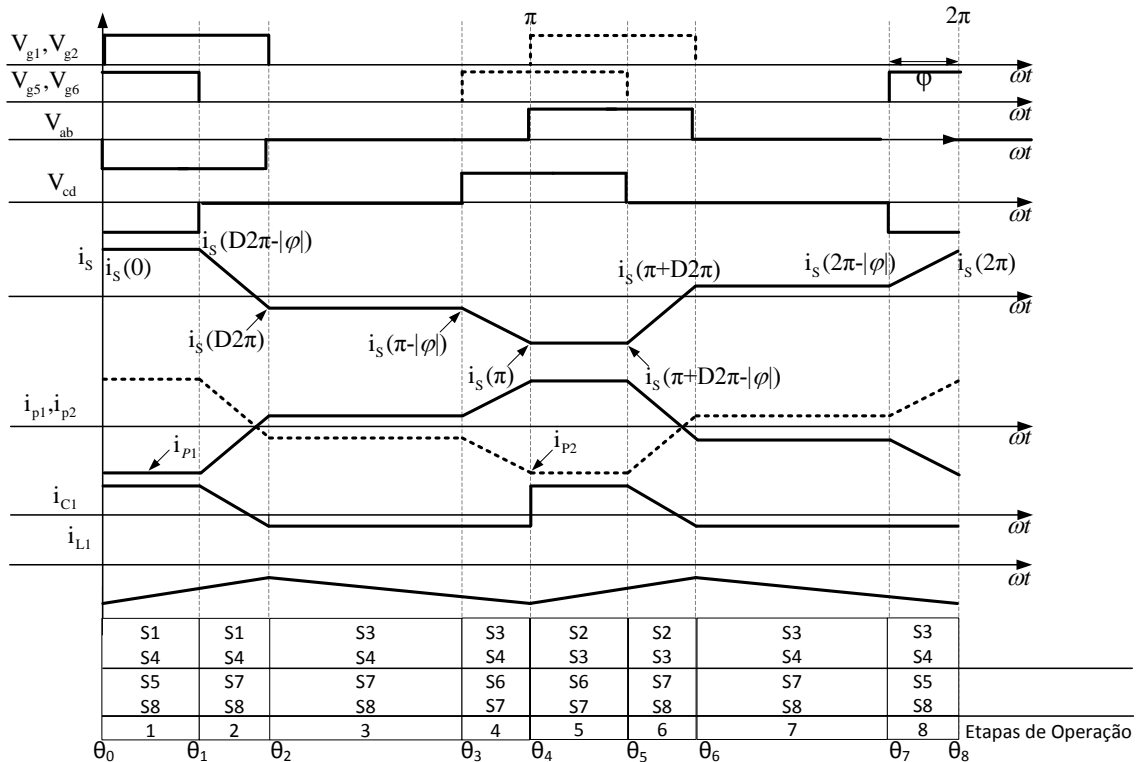


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.9 Operação na região R9

A operação do conversor na região R9 ocorre em  $0 \leq D < 0,25$  e  $0 < |\varphi| \leq D2\pi$  rad para o modo M1 ou  $0,25 \leq D < 0,5$  e  $0 < |\varphi| \leq (1-2D)\pi$  rad para o modo M2. A Figura 3.27 apresenta as principais formas de onda.

Figura 3.27 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R9, modo M1.



Fonte: Elaborado pelo autor.

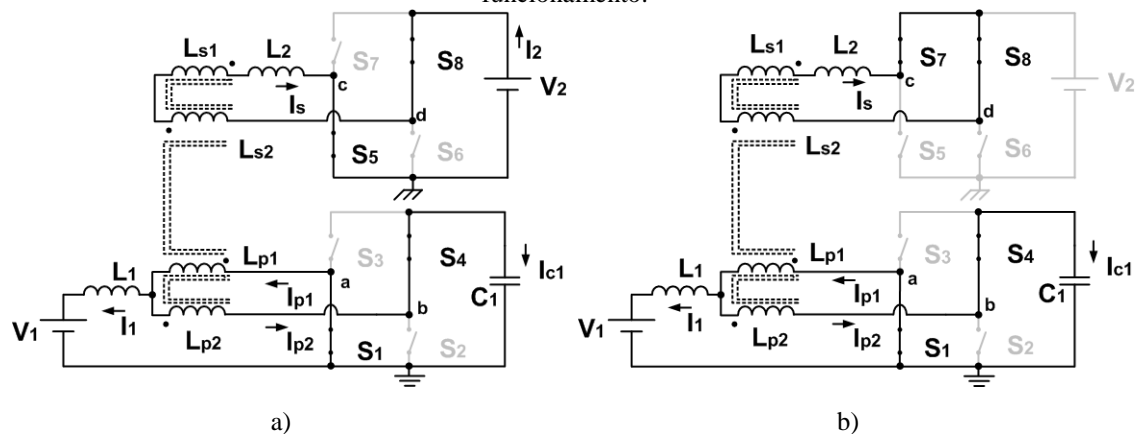
✓ **Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de  $S_3$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_3$  para o interruptor  $S_1$ . Os interruptores  $S_4, S_5$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_1$  na porta 1 que circula pelo indutor  $L_1$  cresce linearmente. A corrente no secundário  $i_s$  do transformador decresce linearmente até atingir o valor máximo negativo,  $-I_{S,max}$ . Nesta etapa, há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.28(a).

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de  $S_5$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_5$  para o interruptor  $S_7$ . Os interruptores  $S_1, S_4$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  permanece com valor  $-I_{s,max}$  durante toda a etapa. Nesta etapa, não há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.28(b).

Figura 3.28 – Etapas de operação em R9 – M1: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de  $S_1$**

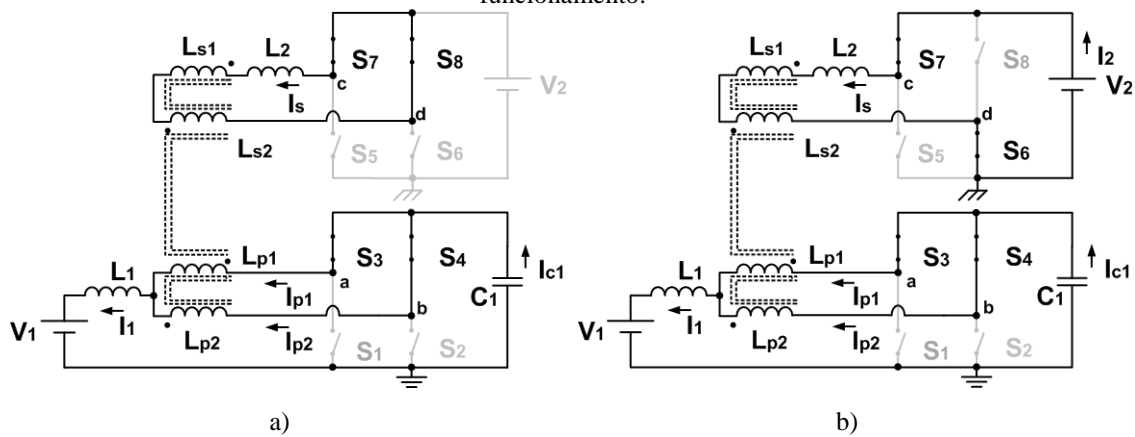
Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_1$  para o interruptor  $S_3$ . Os interruptores  $S_4, S_7$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  inicia com valor  $-I_{s,max}$  e então cresce linearmente até inverter de sentido. Nesta etapa, não há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.29(a).

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de  $S_8$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_8$  para o interruptor  $S_6$ . Os interruptores  $S_3, S_4$  e  $S_7$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  fica constante durante toda esta etapa. Nesta etapa, há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.29(b).



Figura 3.29 – Etapas de operação em R9 – M1: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.

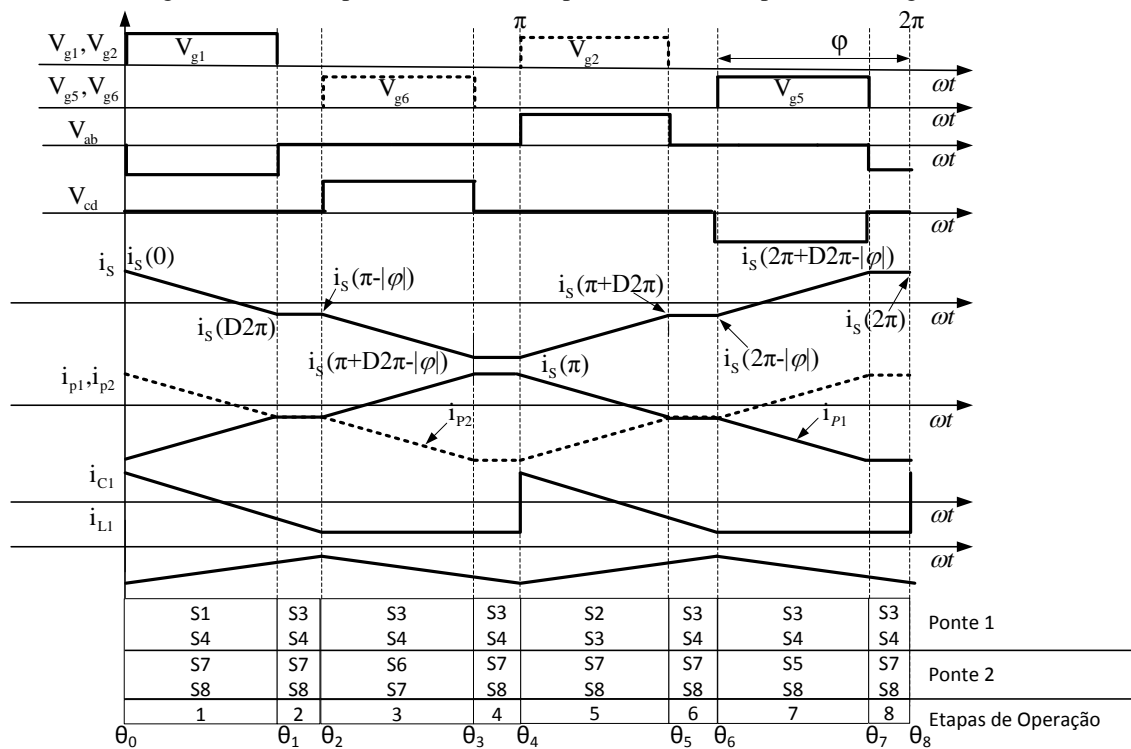


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.10 Operação na região R10

A operação do conversor na região R10 ocorre para  $0 \leq D < 0,25$  e  $D2\pi < |\varphi| \leq (1-2D)\pi$  rad. A Figura 3.30 apresenta as principais formas de onda desta região.

Figura 3.30 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R10.



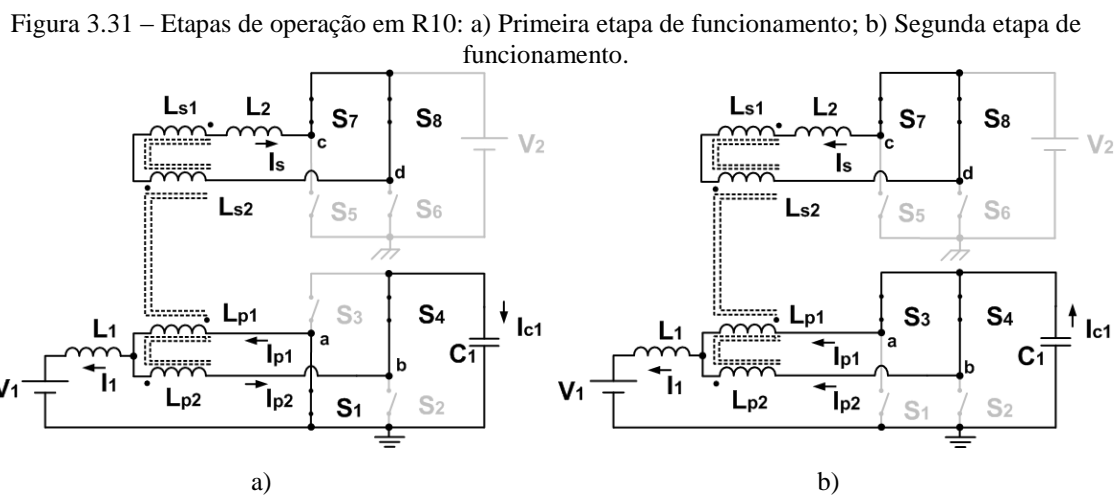
Fonte: Elaborado pelo autor.

✓ **Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de  $S_3$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_3$  para o interruptor  $S_1$ . Os interruptores  $S_4, S_7$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor decrescente e cruza o valor zero. Nesta etapa, não há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.31(a).

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de  $S_1$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_1$  para o interruptor  $S_3$ . Os interruptores  $S_4, S_7$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  fica constante, com valor final da etapa anterior. Nesta etapa, não há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.31(b).



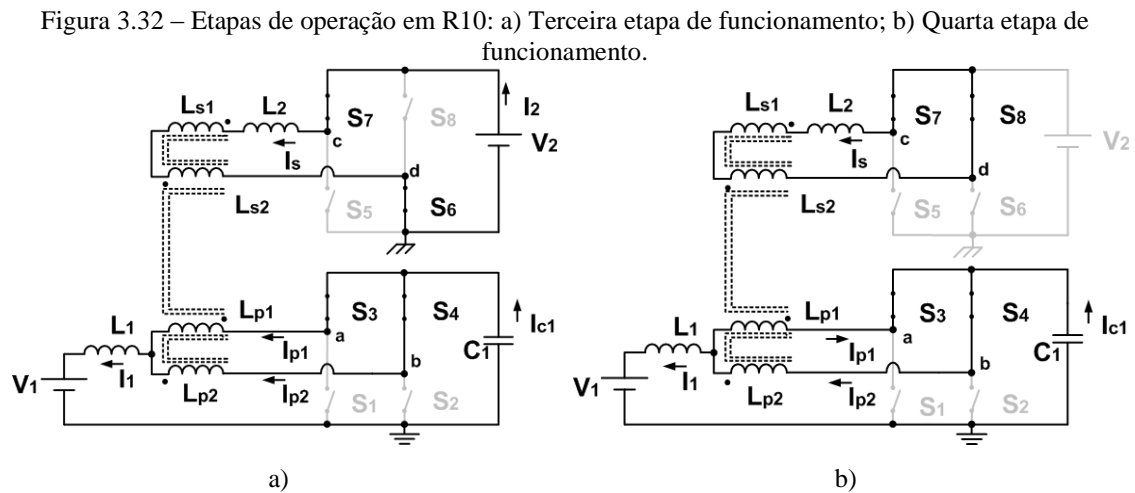
Fonte: Elaborado pelo autor.

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de  $S_8$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_8$  para o interruptor  $S_6$ . Os interruptores  $S_3, S_4$  e  $S_7$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor decrescente. Nesta etapa, não há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.32(a).

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de  $S_6$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_6$  para o interruptor  $S_8$ . Os interruptores  $S_3, S_4$  e  $S_7$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  no secundário do transformador está com valor decrescente. Nesta etapa, não há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.32(b).

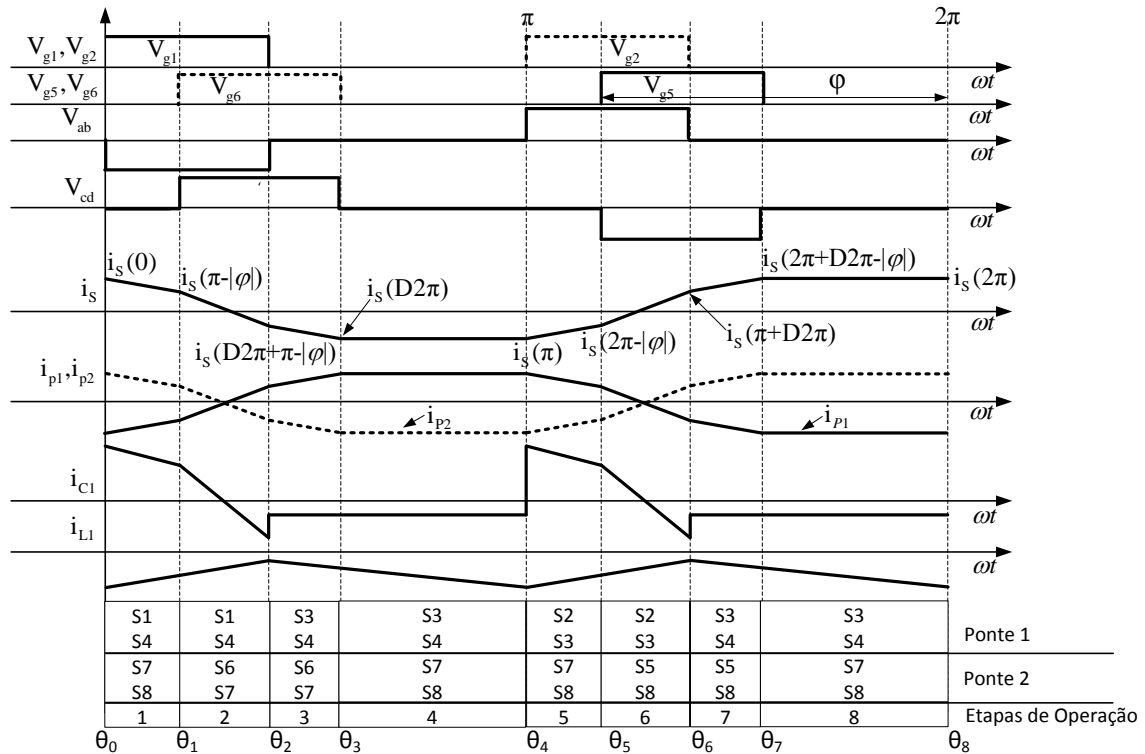


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.11 Operação na região R11

A operação do conversor na região R11 ocorre em  $0 \leq D < 0,25$  e  $(1-2D)\pi < |\varphi| \leq \pi$  rad para o modo M1 ou  $0,25 \leq D < 0,5$  e  $D2\pi < |\varphi| \leq \pi$  rad para o modo M2. A Figura 3.33 apresenta as principais formas de onda.

Figura 3.33 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R11, modo M1.



Fonte: Elaborado pelo autor.

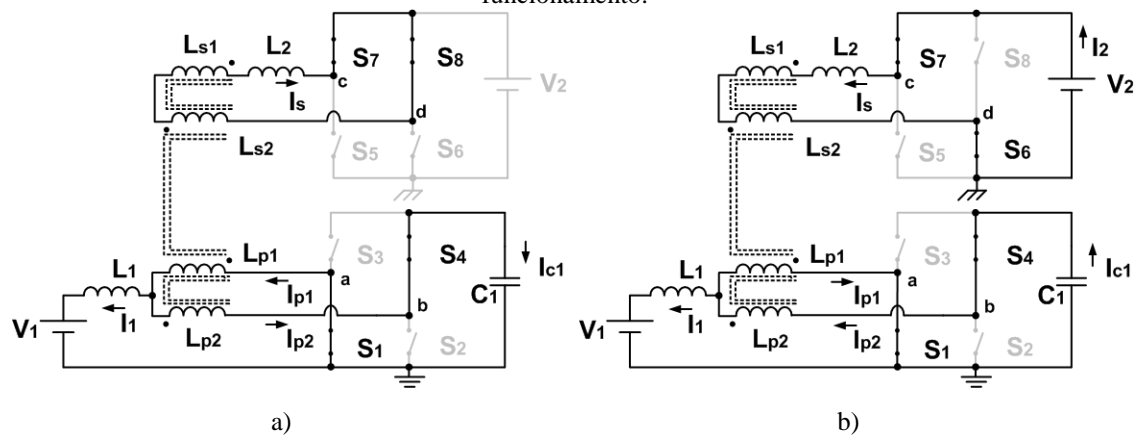
✓ **Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de  $S_3$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_3$  para o interruptor  $S_1$ . Os interruptores  $S_4$ ,  $S_7$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está decrescente e cruza o valor zero. Nesta etapa, não há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.34(a).

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de  $S_8$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_8$  para o interruptor  $S_6$ . Os interruptores  $S_1$ ,  $S_4$  e  $S_7$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  cruza o valor zero. Nesta etapa, há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.34(b).

Figura 3.34 – Etapas de operação em R11 – M1: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

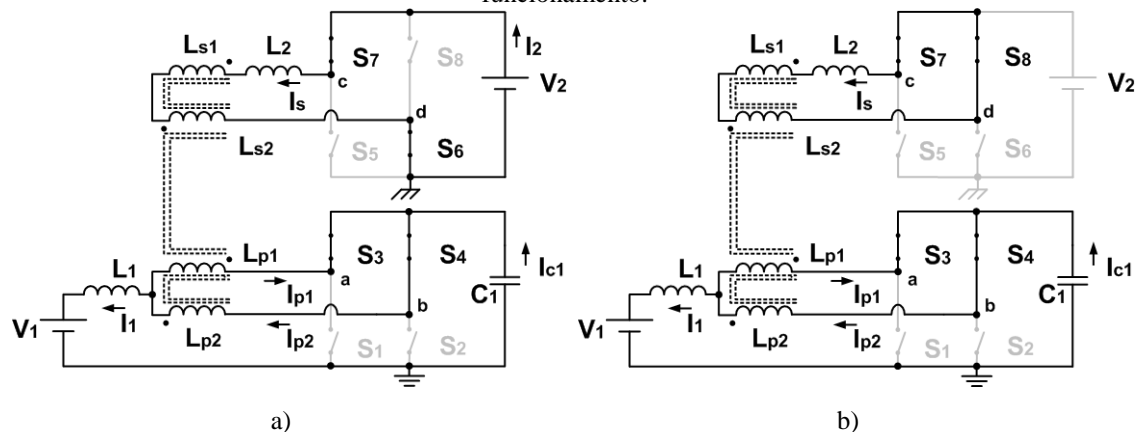
✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de  $S_1$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_1$  para o interruptor  $S_3$ . Os interruptores  $S_4, S_6$  e  $S_7$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor decrescente. Nesta etapa, há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.35(a).

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de  $S_6$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_6$  para o interruptor  $S_8$ . Os interruptores  $S_3, S_4$  e  $S_7$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor constante, tendo o mesmo valor final da etapa anterior. Nesta etapa, não há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.35(b).

Figura 3.35 – Etapas de operação em R11 – M1: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.

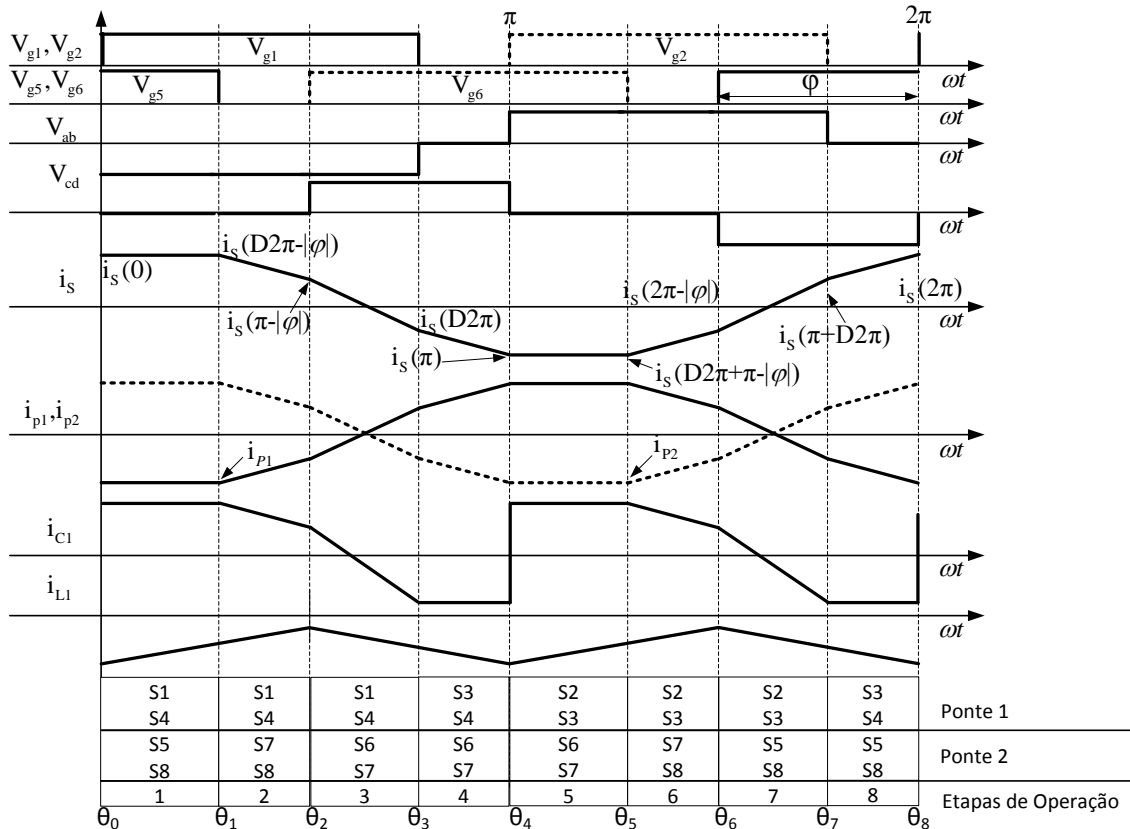


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.12 Operação na região R12

A operação do conversor na região R12 ocorre para  $0,25 \leq D < 0,5$  e  $(1-2D)\pi < |\varphi| \leq D2\pi$  rad. Sendo mostrado na Figura 3.36 as principais formas de onda.

Figura 3.36 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R12.



Fonte: Elaborado pelo autor.

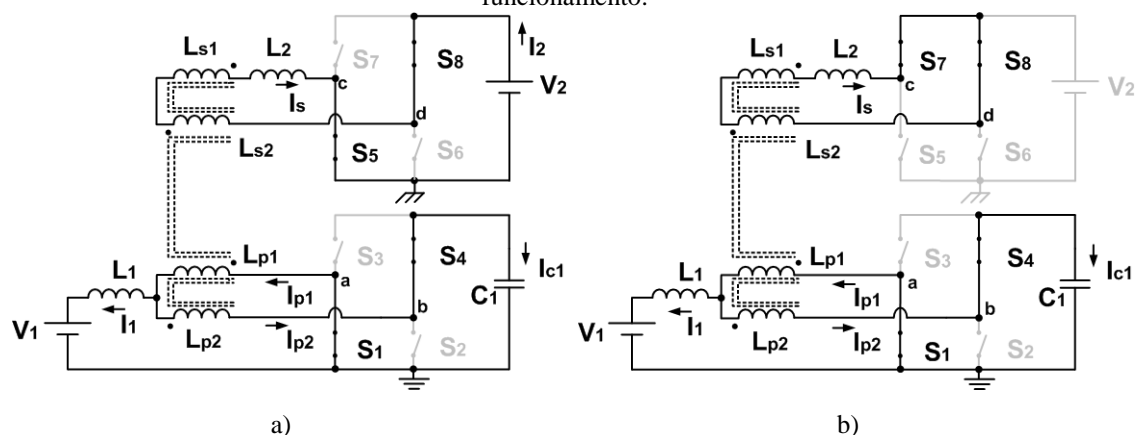
#### ✓ Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de $S_3$

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_3$  para o interruptor  $S_1$ . Os interruptores  $S_4$ ,  $S_5$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente no secundário  $i_s$  do transformador decresce linearmente até atingir o valor máximo negativo,  $-I_{S,max}$ . Nesta etapa, há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.37(a).

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de  $S_5$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_5$  para o interruptor  $S_7$ . Os interruptores  $S_1, S_4$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  permanece com valor  $-I_{S,max}$  durante toda a etapa. Nesta etapa, não há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.37(b).

Figura 3.37 – Etapas de operação em R12: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

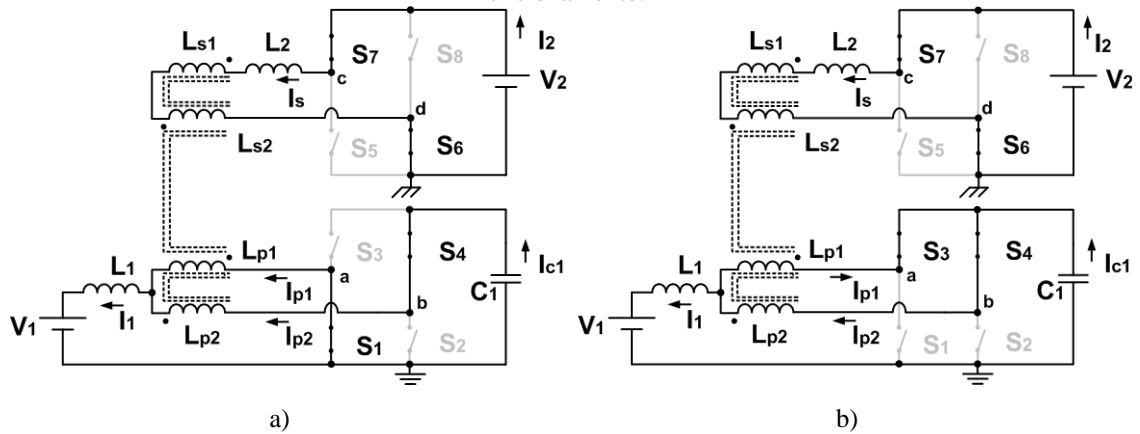
✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de  $S_8$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_8$  para o interruptor  $S_6$ . Os interruptores  $S_1, S_4$  e  $S_7$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  permanece com valor  $-I_{S,max}$  durante toda a etapa. Nesta etapa, há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.38(a).

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de  $S_1$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_1$  para o interruptor  $S_3$ . Os interruptores  $S_4, S_6$  e  $S_7$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  fica constante durante toda esta etapa. Nesta etapa, há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.38(b).

Figura 3.38 – Etapas de operação em R12: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.

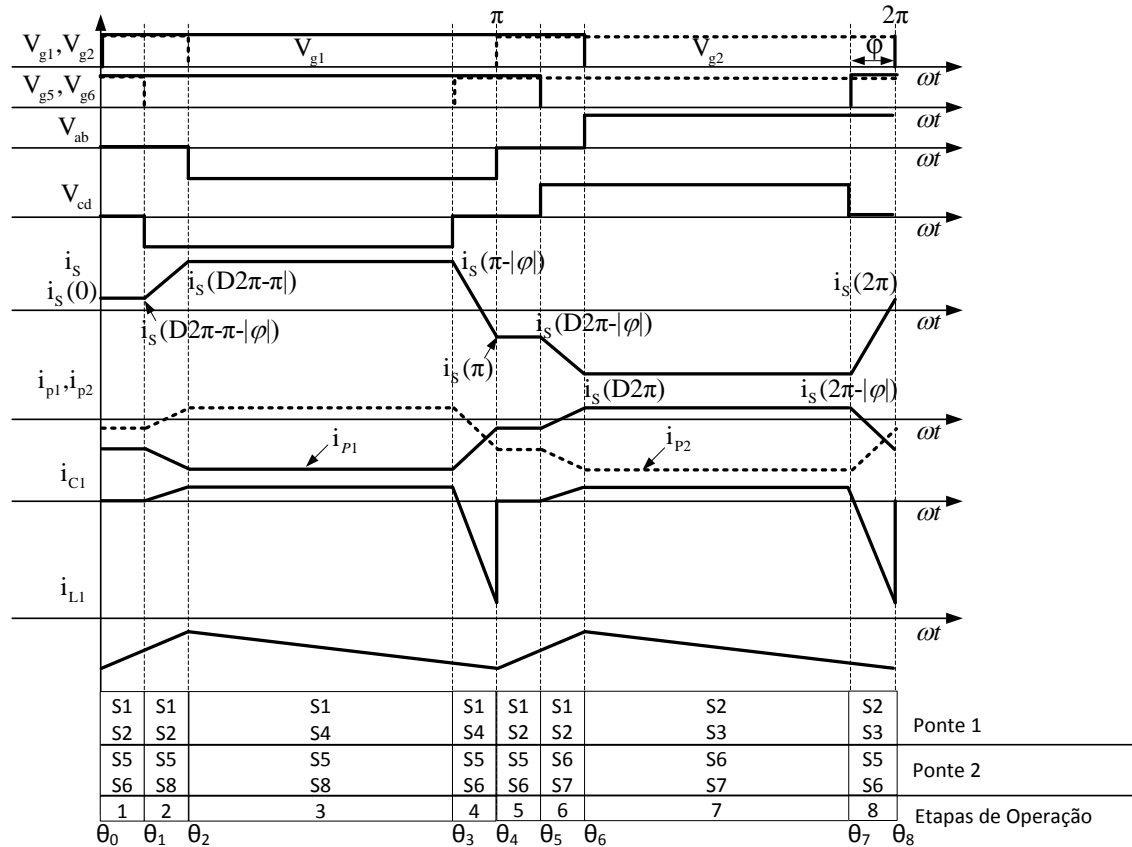


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.13 Operação na região R13

A operação do conversor na região R13 ocorre em  $0,5 \leq D < 0,75$  e  $0 < |\varphi| \leq (2D - 1)\pi$  rad para o modo M1 ou  $0,75 \leq D < 1$  e  $0 < |\varphi| \leq (2 - 2D)\pi$  rad para o modo M2. A Figura 3.39 apresenta as principais formas de onda.

Figura 3.39 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R13, modo M1.



Fonte: Elaborado pelo autor.



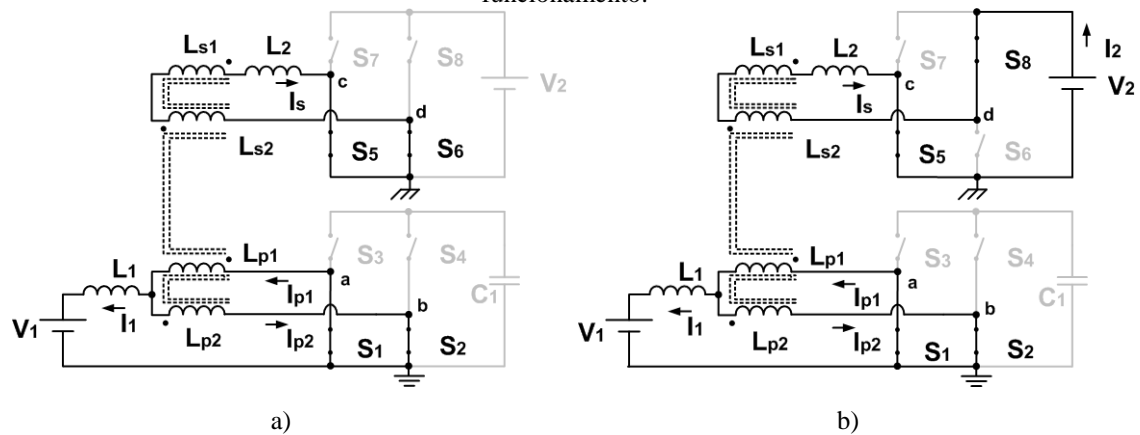
✓ **Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de  $S_3$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_3$  para o interruptor  $S_1$ . Os interruptores  $S_2, S_5$  e  $S_6$  continuam em condução. A corrente no secundário  $i_s$  do transformador decresce linearmente até atingir o valor máximo negativo,  $-I_{s,max}$ . Nesta etapa, não há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.40(a).

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de  $S_6$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_6$  para o interruptor  $S_8$ . Os interruptores  $S_1, S_2$  e  $S_5$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  permanece com valor  $-I_{s,max}$  durante toda a etapa. Nesta etapa, há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.40(b).

Figura 3.40 – Etapas de operação em R13 – M1: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

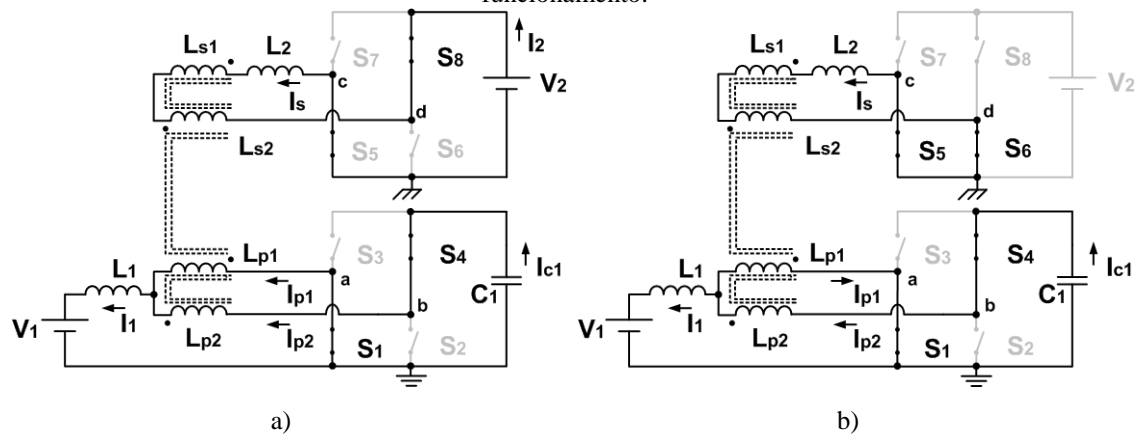
✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de  $S_2$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_2$  para o interruptor  $S_4$ . Os interruptores  $S_1, S_5$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor decrescente. Nesta etapa, há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.41(a).

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de  $S_8$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_8$  para o interruptor  $S_6$ . Os interruptores  $S_1, S_4$  e  $S_5$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor constante, sendo o mesmo da etapa anterior. Nesta etapa, não há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.41(b).

Figura 3.41 – Etapas de operação em R13 – M1: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.

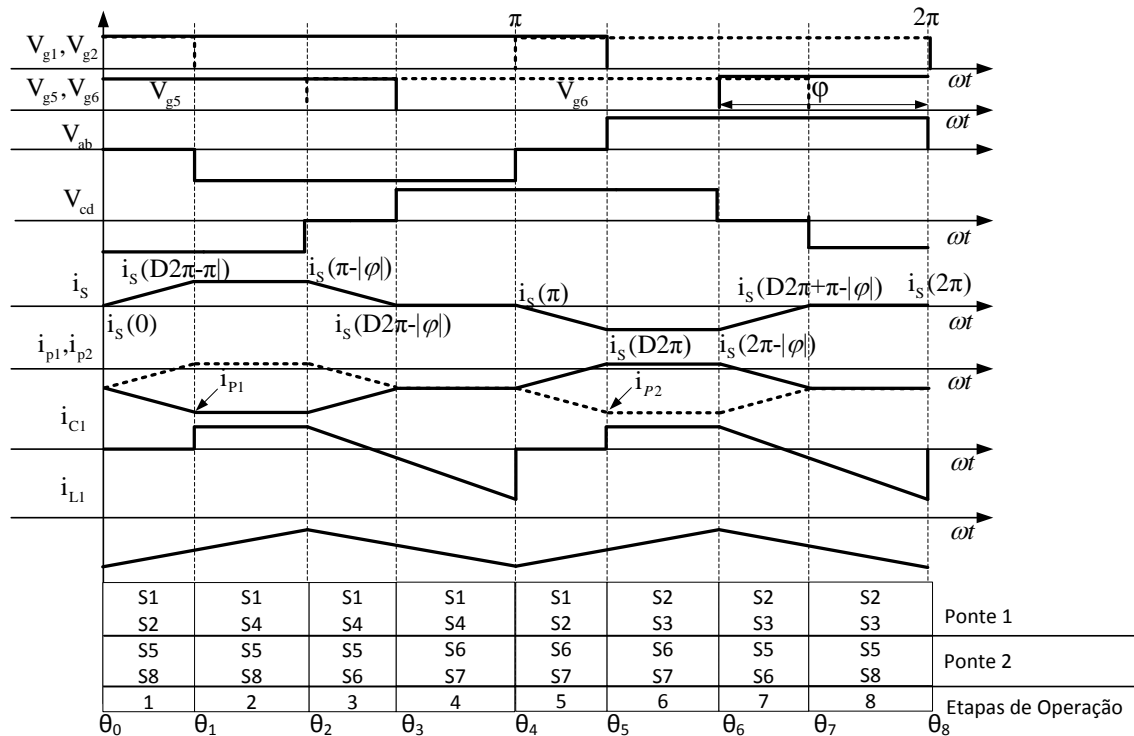


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.14 Operação na região R14

A operação do conversor na região R14 ocorre para  $0,5 \leq D < 0,75$  e  $(2D-1)\pi < |\varphi| \leq (2-2D)\pi$  rad. A Figura 3.42 apresenta as principais formas de onda desta região.

Figura 3.42 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R14.



Fonte: Elaborado pelo autor.

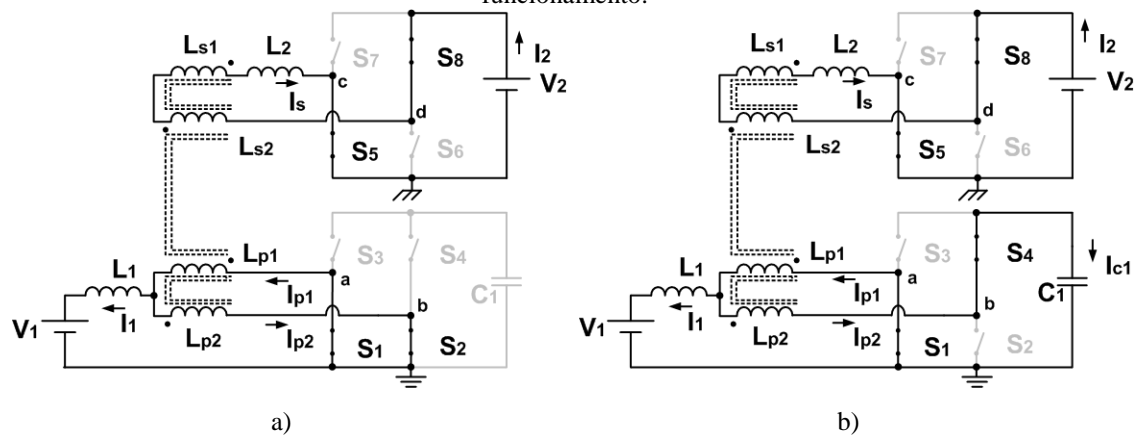
✓ **Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de  $S_3$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_3$  para o interruptor  $S_1$ . Os interruptores  $S_4$ ,  $S_5$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente no secundário  $i_s$  do transformador decresce linearmente até atingir o valor máximo negativo,  $-I_{S,max}$ . Nesta etapa, há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.43(a).

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de  $S_2$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_2$  para o interruptor  $S_4$ . Os interruptores  $S_1$ ,  $S_5$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  permanece com valor  $-I_{S,max}$  durante toda a etapa. Nesta etapa, há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura. 3.43(b).

Figura 3.43 – Etapas de operação em R14: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

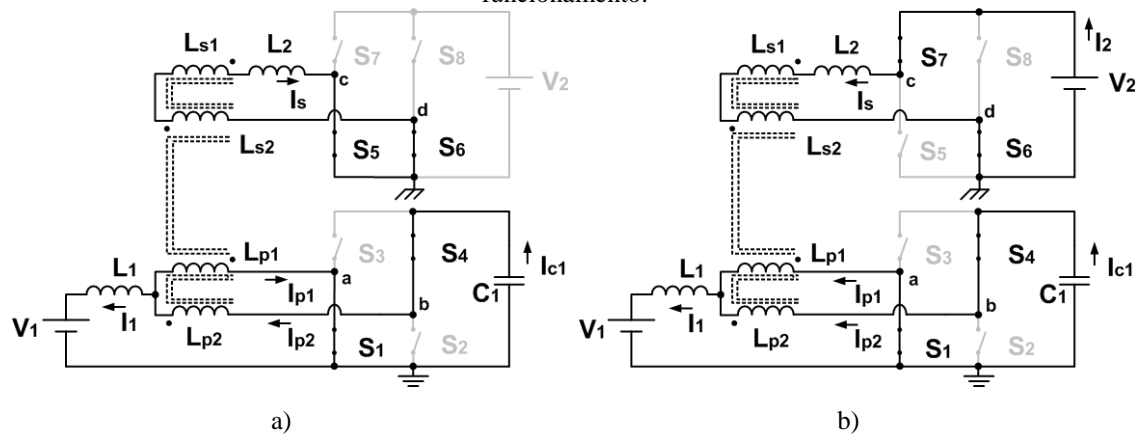
✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de  $S_8$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_8$  para o interruptor  $S_6$ . Os interruptores  $S_1$ ,  $S_4$  e  $S_5$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor decrescente e cruza o valor zero. Nesta etapa, não há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.44(a).

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de  $S_5$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_5$  para o interruptor  $S_7$ . Os interruptores  $S_1$ ,  $S_4$  e  $S_6$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  fica constante durante toda esta etapa. Nesta etapa, há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.44(b).

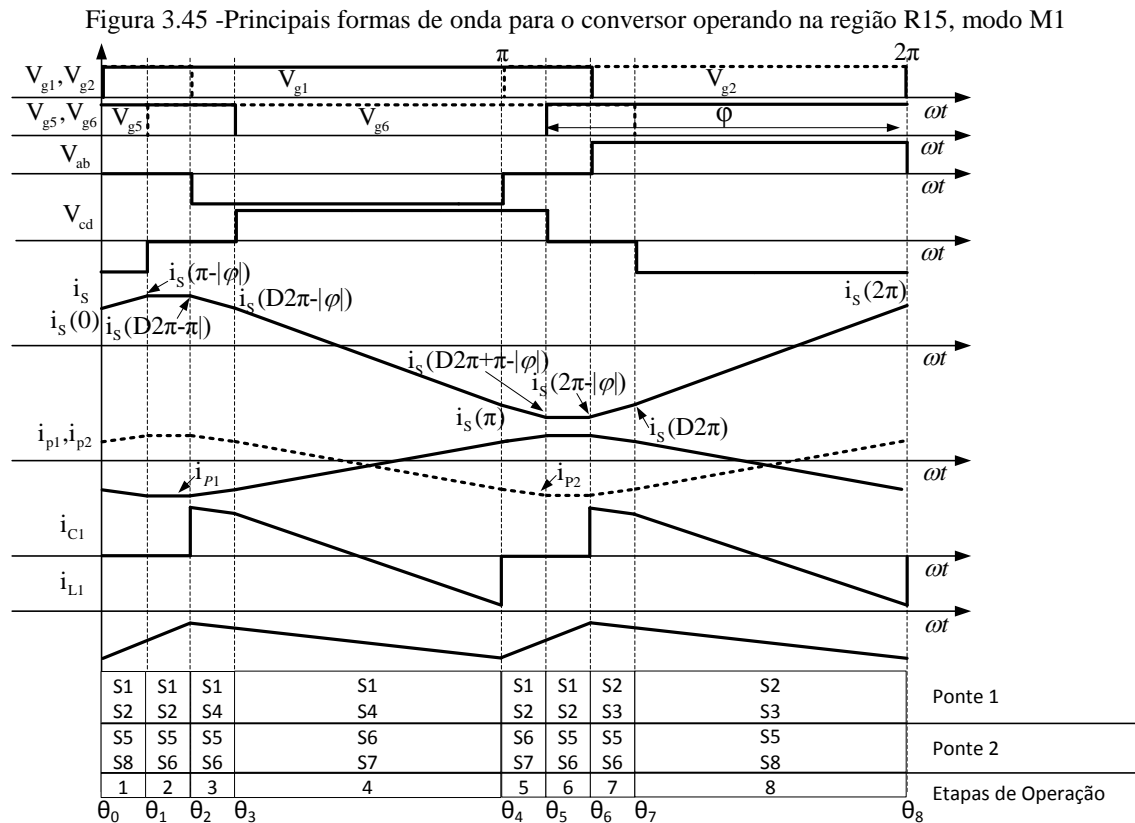
Figura 3.44 – Etapas de operação em R14: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.15 Operação na região R15

A operação do conversor na região R15 ocorre em  $0,5 \leq D < 0,75$  e  $(2-2D)\pi < |\varphi| \leq \pi$  rad para o modo M1 ou  $0,75 \leq D < 1$  e  $(2D-1)\pi < |\varphi| \leq \pi$  rad para o modo M2. A Figura 3.45 apresenta as principais formas de onda.



Fonte: Elaborado pelo autor.

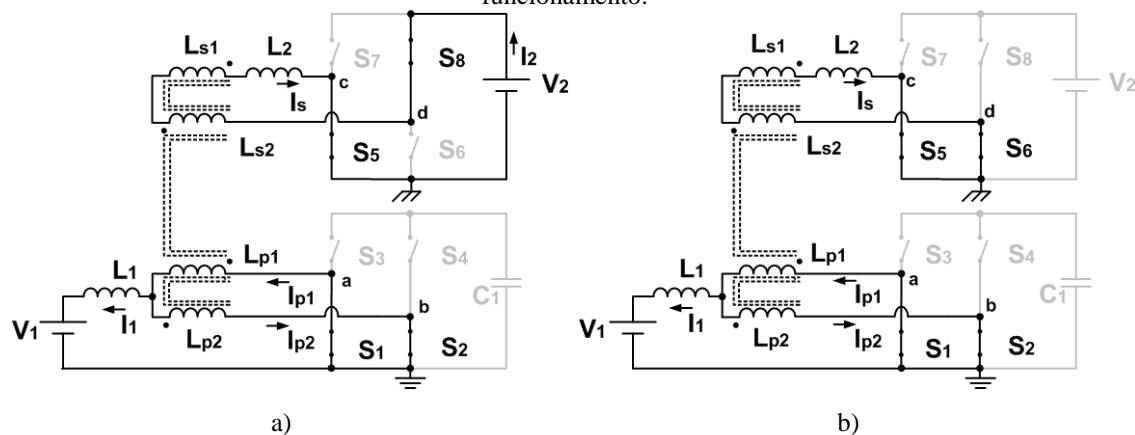
#### ✓ Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de $S_3$

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_3$  para o interruptor  $S_1$ . Os interruptores  $S_2$ ,  $S_5$  e  $S_8$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor crescente. Nesta etapa, há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.46(a).

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de  $S_8$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_8$  para o interruptor  $S_6$ . Os interruptores  $S_1, S_2$  e  $S_5$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor constante, sendo o mesmo da etapa anterior. Nesta etapa, não há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.46(b).

Figura 3.46 – Etapas de operação em R15 – M1: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

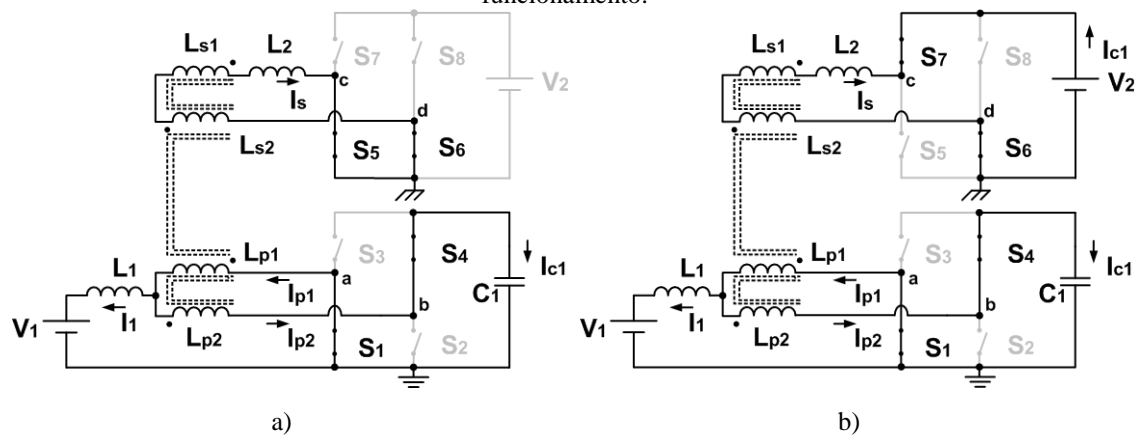
✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de  $S_2$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_2$  para o interruptor  $S_4$ . Os interruptores  $S_1, S_5$  e  $S_6$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor decrescente. Nesta etapa, não há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.47(a).

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de  $S_5$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_5$  para o interruptor  $S_7$ . Os interruptores  $S_1, S_4$  e  $S_6$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor decrescente e cruza o valor zero. Nesta etapa, há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.47(b).

Figura 3.47 – Etapas de operação em R15 – M1: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.

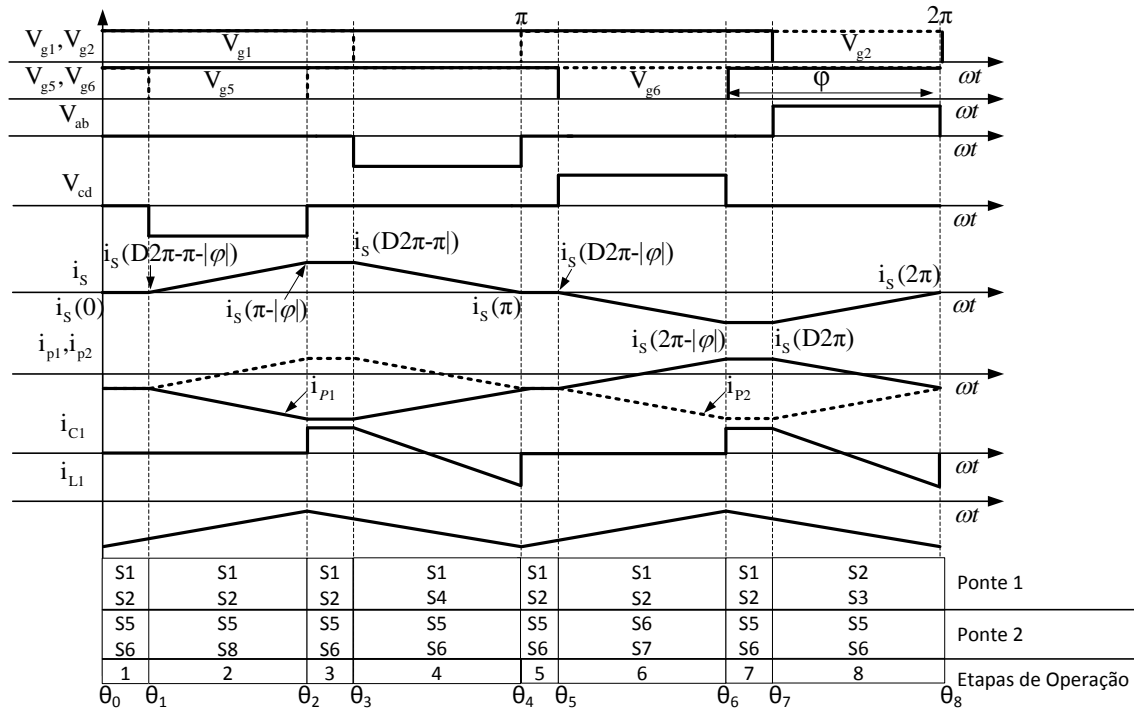


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.2.16 Operação na região R16

A operação do conversor na região R16 ocorre para  $0,75 \leq D < 1$  e  $(2-2D)\pi < |\varphi| \leq (2D-1)\pi$  rad. Sendo mostrado na Figura 3.48 as principais formas de onda.

Figura 3.48 -Principais formas de onda para o conversor operando na região R16.



Fonte: Elaborado pelo autor.

]

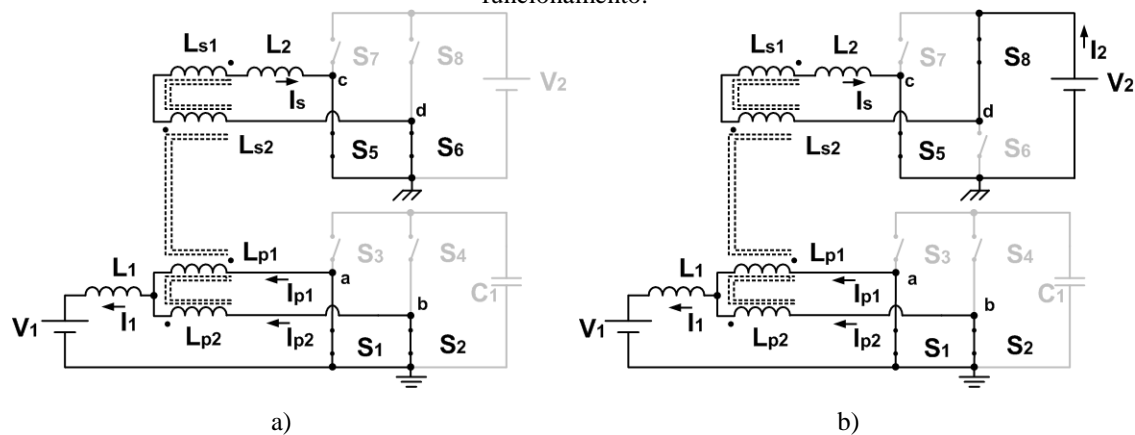
✓ **Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de  $S_3$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_3$  para o interruptor  $S_1$ . Os interruptores  $S_2$ ,  $S_5$  e  $S_6$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor constante, sendo o mesmo valor da etapa anterior. Nesta etapa, não há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.49(a).

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de  $S_6$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_6$  para o interruptor  $S_8$ . Os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_5$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor crescente. Nesta etapa, há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.49(b).

Figura 3.49 – Etapas de operação em R16: a) Primeira etapa de funcionamento; b) Segunda etapa de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de  $S_8$**

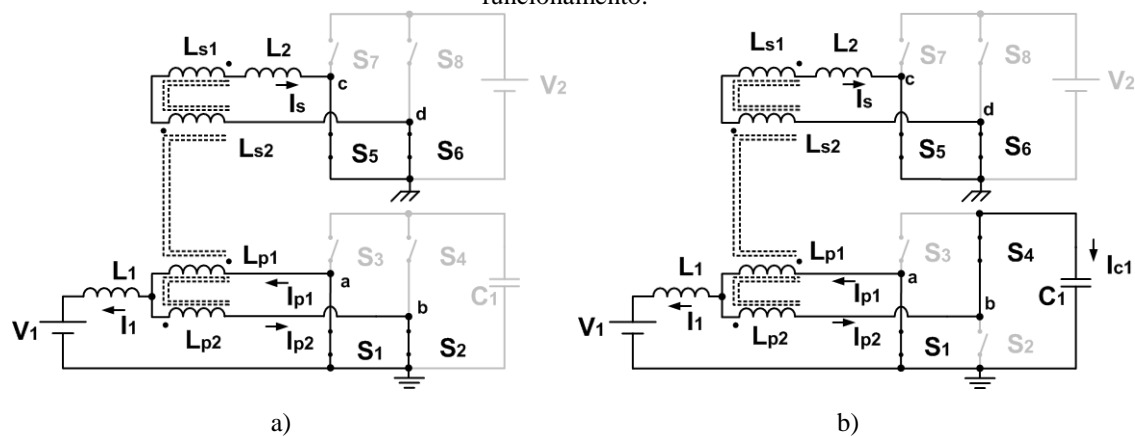
Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_8$  para o interruptor  $S_6$ . Os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_5$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor constante, sendo o mesmo valor da etapa anterior. Nesta etapa, não há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.50(a).



✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de  $S_2$**

Esta etapa tem início com a comutação do interruptor  $S_2$  para o interruptor  $S_4$ . Os interruptores  $S_1, S_5$  e  $S_6$  continuam em condução. A corrente  $i_s$  está com valor decrescente e cruza o valor zero. Nesta etapa, não há transferência de potência da fonte  $V_2$  para  $V_1$ , conforme é mostrado na Figura 3.50(b).

Figura 3.50 – Etapas de operação em R16: a) Terceira etapa de funcionamento; b) Quarta etapa de funcionamento.



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.3 CONCLUSÕES

Neste Capítulo, foi apresentada a análise qualitativa do conversor. Inicialmente adotaram-se algumas características do conversor como ideais para facilitar o estudo.

Demonstrou-se que o conversor apresenta dezesseis regiões de operação. Sendo que foram exploradas no texto todas as regiões de operação. Mostraram-se os limites entre cada região, além da parte gráfica para melhor visualização dos limítrofes.

No próximo Capítulo será realizada a análise quantitativa do conversor. Serão demonstradas as principais equações para obtenção do ganho estático de cada região e da característica externa.

## 4 ANÁLISE QUANTITATIVA DO CONVERSOR DAB-CCTE

### 4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo realizar a análise quantitativa do conversor DAB-CCTE. Basicamente obtêm-se as equações de cada etapa de funcionamento de todas as regiões de operação.

No final da análise é possível obter a característica externa do conversor, além do ganho estático normalizado para um estudo mais generalizado.

### 4.2 ANÁLISE QUANTITATIVA

Nesta seção, são apresentados os circuitos elétricos equivalentes a cada etapa de operação descrita anteriormente, visando-se realizar a análise matemática. O circuito equivalente está referido ao secundário por questões de simplicidade e também devido o circuito da ponte 1 já ter sido estudado em outro trabalho, facilitando assim a análise do circuito equivalente. A seguir são apresentados os circuitos equivalentes para as 4 primeiras etapas de operação e suas respectivas equações, visando ao posterior levantamento da curva da característica de saída.

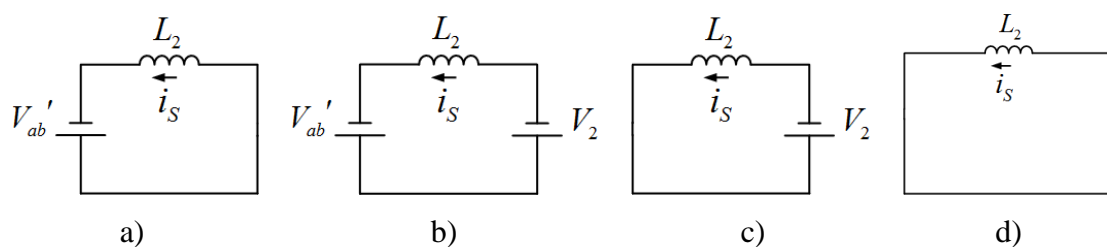
#### 4.2.1 Análise para região R1

##### 4.2.1.1 Etapas de operação

Nesta seção, são apresentados os circuitos equivalentes para cada etapa de operação e suas respectivas equações do conversor operando na região R1, modo M1 e modo M2.

A Figura 4.1 apresenta os circuitos equivalentes para cada etapa de operação na região R1.

Figura 4.1 -Circuitos equivalentes para R1: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

✓ **Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de  $S_3$**

O circuito equivalente para primeira etapa de operação é mostrado na Figura 4.1(a). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.1) e (4.2).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' \quad (4.1)$$

$$i_{S(I)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) \theta + i_S(0) \quad (4.2)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.3).

$$\theta_1 = \varphi \quad (4.3)$$

Substituindo o valor angular (4.3) da etapa na equação (4.2), obtém-se a expressão (4.4).

$$i_S(\varphi) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) \varphi + i_S(0) \quad (4.4)$$

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de  $S_7$**

O circuito equivalente para segunda etapa de operação é mostrado na Figura 4.1b. Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.5) e (4.6).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' + V_2 \quad (4.5)$$

$$i_{S(II)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi) + i_S(\varphi) \quad (4.6)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.7).

$$\theta_2 = D2\pi \quad (4.7)$$

Substituindo o valor angular (4.7) da etapa na equação (4.6), obtém-se a expressão (4.8).

$$i_s(D2\pi) = \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) (D2\pi - \varphi) + i_s(\varphi) \quad (4.8)$$

✓ **Terceira Etapa  $[\theta_2, \theta_3]$ : Abertura de  $S_1$**

O circuito equivalente para terceira etapa de operação é mostrado na Figura 4.1c. Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.9) e (4.10).

$$V_{L_2} = V_2 \quad (4.9)$$

$$i_{s(III)}(\theta) = \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - D2\pi) + i_s(D2\pi) \quad (4.10)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.11).

$$\theta_3 = \varphi + D2\pi \quad (4.11)$$

Substituindo o valor angular (4.11) da etapa na equação (4.10), obtém-se a expressão (4.12).

$$i_s(\varphi + D2\pi) = \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) \varphi + i_s(D2\pi) \quad (4.12)$$

✓ **Quarta Etapa  $[\theta_3, \theta_4]$ : Abertura de  $S_5$**

O circuito equivalente para quarta etapa de operação é mostrado na Figura 4.1(d). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.13) e (4.14).

$$V_{L_2} = 0 \quad (4.13)$$

$$i_{s(IV)}(\theta) = i_s(\varphi + D2\pi) \quad (4.14)$$

O intervalo angular dessa etapa de operação é definido pela equação (4.15).

$$\theta_4 = \pi \quad (4.15)$$

Substituindo o valor angular (4.15) da etapa na equação (4.14), obtém-se a expressão (4.16).

$$i_s(\pi) = i_s(\varphi + D2\pi) \quad (4.16)$$

#### 4.2.1.2 Ganho Estático

Analisando a simetria das formas de onda, percebe-se que o valor médio da corrente na indutância de transmissão de potência  $L_2$  é igual a zero. Outro fato importante é que os intervalos de tempo de  $\theta_0$  a  $\theta_4$  equivale a metade do período de chaveamento, conforme equação (4.17).

$$\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2 + \Delta\theta_3 + \Delta\theta_4 = \frac{\omega T_s}{2} \quad (4.17)$$

O valor médio da corrente de saída da porta 3 ( $I_2$ ) é calculado através da equação (4.18). Pois a transferência de potência para a saída da porta ocorre nas etapas 2 e 3.

$$I_2 = -\frac{2}{\omega T_s} \left[ \underbrace{\int_{\varphi}^{D2\pi} i_{S(II)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 1}} + \underbrace{\int_{D2\pi}^{\varphi+D2\pi} i_{S(III)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 2}} \right] \quad (4.18)$$

Devido a corrente no secundário ser CA simétrica, pode-se observar que:

$$\begin{cases} i_s(0) = -i_s(\pi) \\ i_s(\varphi) = -i_s(\pi + \varphi) \\ i_s(D2\pi) = -i_s(\pi + D2\pi) \\ i_s(\varphi + D2\pi) = -i_s(\pi + \varphi + D2\pi) \end{cases} \quad (4.19)$$

Aplicando as condições de (4.19) nas equações (4.4), (4.8), (4.12) e (4.16) e resolvendo-se para  $i(\varphi)$  e  $i(D2\pi)$  para encontrar as correntes iniciais nas etapas 2 e 3, obtém-se as equações (4.20) e (4.21).

$$i_s(\varphi) = \frac{-V_{ab}'\varphi - V_2 D\pi + V_{ab}'D\pi}{\omega L_2} \quad (4.20)$$

$$i_s(D2\pi) = \frac{V_2 D\pi - V_2\varphi - V_{ab}'D\pi}{\omega L_2} \quad (4.21)$$

Explicitando-se as expressões 1 e 2 da equação (4.18) e substituindo nela as equações (4.20) e (4.21), obtém-se as equações (4.22) e (4.23).

$$\int_{\varphi}^{D2\pi} i_{s(II)}(\theta)d\theta = \int_{\varphi}^{D2\pi} \left( \frac{V_2 - V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi) d\theta + \int_{\varphi}^{D2\pi} \left( \frac{-V_{ab}'\varphi - V_2 D\pi + V_{ab}'D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.22)$$

$$\int_{D2\pi}^{\varphi+D2\pi} i_{s(III)}(\theta)d\theta = \int_{D2\pi}^{\varphi+D2\pi} \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - D2\pi) d\theta + \int_{D2\pi}^{\varphi+D2\pi} \left( \frac{V_2 D\pi - V_2\varphi - V_{ab}'D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.23)$$

Resolvendo-se as equações (4.22) e (4.23) e substituindo na equação (4.18), obtém-se a corrente média na saída da porta 3 (4.24).

$$I_2 = \frac{V_1 a}{(1-D)\omega L_2} \left( -\frac{\varphi^2}{2\pi} + D2\varphi \right) \quad (4.24)$$

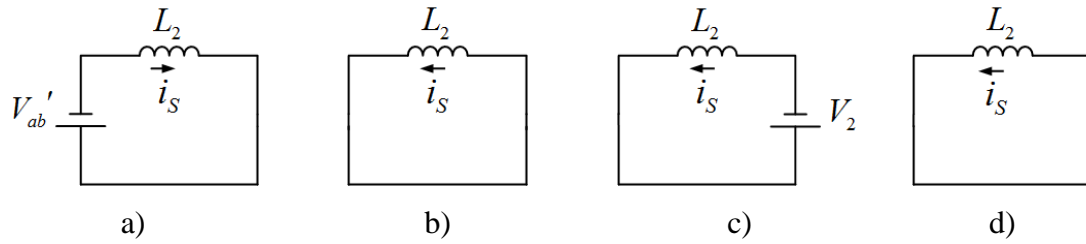
Calculando a relação entre a corrente média de saída da porta 3 do conversor com a tensão de entrada  $V_1$  da porta 1, obtém-se assim o ganho estático da região R1 (4.25).

$$G_{R1} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( -\frac{\varphi^2}{2\pi} + D2\varphi \right) \quad (4.25)$$

## 4.2.2 Análise para região R2

A Figura 4.2 apresenta os circuitos equivalentes para cada etapa de operação na região R2.

Figura 4.2 -Circuitos equivalentes para R2: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.2.2.1 Etapas de operação

Nesta seção, são apresentados os circuitos equivalentes para cada etapa de operação e suas respectivas equações do conversor operando na região R2.

##### ✓ Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de $S_3$

O circuito equivalente para primeira etapa de operação é mostrado na Figura 4.2(a). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.26) e (4.27).

$$V_{L_2} = -V'_{ab} \quad (4.26)$$

$$i_{S(l)}(\theta) = \left( \frac{-V'_{ab}}{\omega L_2} \right) \theta + i_S(0) \quad (4.27)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.28).

$$\theta_1 = D2\pi \quad (4.28)$$

Substituindo o valor angular (4.28) da etapa na equação (4.27), obtém-se a expressão (4.29).

$$i_S(D2\pi) = - \left( \frac{V'_{ab}}{\omega L_2} \right) D2\pi + i_S(0) \quad (4.29)$$

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de  $S_7$**

O circuito equivalente para a segunda etapa de operação é mostrado na Figura 4.2(b). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.30) e (4.31).

$$V_{L_2} = 0 \quad (4.30)$$

$$i_{S(m)}(\theta) = i_S(D2\pi) \quad (4.31)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.32).

$$\theta_2 = \varphi \quad (4.32)$$

Substituindo o valor angular (4.32) da etapa na equação (4.31), obtém-se a expressão (4.33).

$$i_S(\varphi) = i_S(D2\pi) \quad (4.33)$$

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de  $S_1$**

O circuito equivalente para terceira etapa de operação é mostrado na Figura 4.2(c). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.34) e (4.35).

$$V_{L_2} = V_2 \quad (4.34)$$

$$i_{S(m)}(\theta) = \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi) + i_S(\varphi) \quad (4.35)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.36).

$$\theta_3 = \varphi + D2\pi \quad (4.36)$$

Substituindo o valor angular (4.36) da etapa na equação (4.35), obtém-se a expressão (4.37).



$$i_s(\varphi + D2\pi) = \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) D2\pi + i_s(\varphi) \quad (4.37)$$

✓ **Quarta Etapa  $[\theta_3, \theta_4]$ : Abertura de  $S_5$**

O circuito equivalente para a quarta etapa de operação é mostrado na Figura 4.2(d). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.38) e (4.39).

$$V_{L_2} = 0 \quad (4.38)$$

$$i_{S(IV)}(\theta) = i_s(\varphi + D2\pi) \quad (4.39)$$

O intervalo angular dessa etapa de operação é definido pela equação (4.40).

$$\theta_4 = \pi \quad (4.40)$$

Substituindo o valor angular (4.40) da etapa na equação (4.39), obtém-se a expressão (4.41).

$$i_s(\pi) = i_s(\varphi + D2\pi) \quad (4.41)$$

#### 4.2.2.2 Ganho Estático

O valor médio da corrente de saída da porta 3 ( $I_2$ ) é calculado através da equação (4.42). Pois a transferência de potência para a saída da porta ocorre na etapa 3.

$$I_2 = -\frac{2}{\omega T_s} \left[ \underbrace{\int_{\varphi}^{\varphi + D2\pi} i_{S(III)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 1}} \right] \quad (4.42)$$

Devido a corrente no secundário ser CA simétrica, pode-se observar que:

$$\begin{cases} i_s(0) = -i_s(\pi) \\ i_s(D2\pi) = -i_s(\pi + D2\pi) \\ i_s(\varphi) = -i_s(\pi + \varphi) \\ i_s(\varphi + D2\pi) = -i_s(\pi + \varphi + D2\pi) \end{cases} \quad (4.43)$$

Aplicando as condições de (4.43) nas equações (4.29), (4.33), (4.37) e (4.41) e resolvendo-se para  $i_S(\varphi)$  para encontrar a corrente inicial na etapa 3, obtém-se a equação (4.44).

$$i_S(\varphi) = \frac{-V_{ab}' D\pi - V_2 D\pi}{\omega L_2} \quad (4.44)$$

Explicitando-se a expressão 1 da equação (4.42) e substituindo nela as equações (4.35) e (4.44), obtém-se a equação (4.45).

$$\int_{\varphi}^{\varphi+D2\pi} i_{S(III)}(\theta) d\theta = \int_{\varphi}^{\varphi+D2\pi} \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi) d\theta + \int_{\varphi}^{\varphi+D2\pi} \left( \frac{-V_{ab}' D\pi - V_2 D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.45)$$

Resolvendo-se a equação (4.45) e substituindo na equação (4.42), obtém-se a corrente média na saída da porta 3 (4.46).

$$I_2 = \frac{V_1 a}{(1-D)\omega L_2} (D^2 2\pi) \quad (4.46)$$

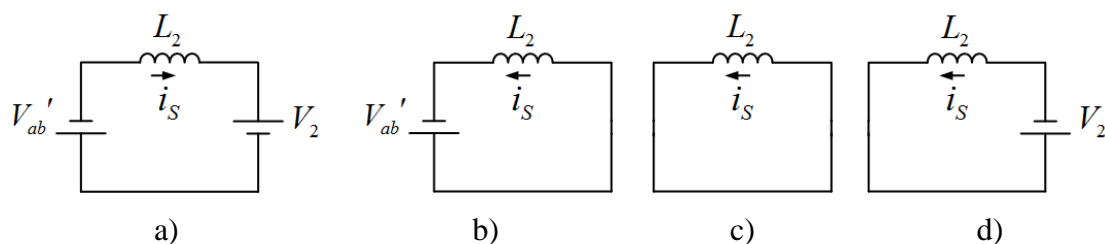
Calculando a relação entre a corrente média de saída da porta 3 do conversor com a tensão de entrada  $V_1$  da porta 1, obtém-se assim o ganho estático da região R2 (4.47) .

$$G_{R2} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} (D^2 2\pi) \quad (4.47)$$

### 4.2.3 Análise para região R3

A Figura 4.3 apresenta os circuitos equivalentes para cada etapa de operação na região R3.

Figura 4.3 -Circuitos equivalentes para R3: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 4.2.3.1 Etapas de operação

Nesta seção, são apresentados os circuitos equivalentes para cada etapa de operação e suas respectivas equações do conversor operando na região R3, modo M1 e modo M2.

#### ✓ Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de $S_3$

O circuito equivalente para primeira etapa de operação é mostrado na Figura 4.3(a). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.48) e (4.49).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' - V_2 \quad (4.48)$$

$$i_{s(l)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) \theta + i_s(0) \quad (4.49)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.50).

$$\theta_1 = \varphi + (2D - 1)\pi \quad (4.50)$$

Substituindo o valor angular (4.50) da etapa na equação (4.49), obtém-se a expressão (4.51).

$$i_s(\varphi + [2D - 1]\pi) = \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) [\varphi + (2D - 1)\pi] + i_s(0) \quad (4.51)$$

#### ✓ Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de $S_7$

O circuito equivalente para segunda etapa de operação é mostrado na Figura 4.3(b). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.52) e (4.53).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' \quad (4.52)$$

$$i_{S(II)}(\theta) = \left( \frac{-V'_{ab}}{\omega L_2} \right) (\theta - [\varphi + (2D-1)\pi]) + i_S(\varphi + [2D-1]\pi) \quad (4.53)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.54).

$$\theta_2 = D2\pi \quad (4.54)$$

Substituindo o valor angular (4.54) da etapa na equação (4.53), obtém-se a expressão (4.55).

$$i_S(D2\pi) = \left( \frac{-V'_{ab}}{\omega L_2} \right) (-\varphi + \pi) + i_S(\varphi + [2D-1]\pi) \quad (4.55)$$

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de  $S_1$**

O circuito equivalente para terceira etapa de operação é mostrado na Figura 4.3(c). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.56) e (4.57).

$$V_{L_2} = 0 \quad (4.56)$$

$$i_{S(III)}(\theta) = i_S(D2\pi) \quad (4.57)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.58).

$$\theta_3 = \varphi \quad (4.58)$$

Substituindo o valor angular (4.58) da etapa na equação (4.57), obtém-se a expressão (4.59).

$$i_S(\varphi) = i_S(D2\pi) \quad (4.59)$$

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de  $S_5$**

O circuito equivalente para quarta etapa de operação é mostrado na Figura 4.3(d). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.60) e (4.61).

$$V_{L_2} = V_2 \quad (4.60)$$

$$i_{S(IV)}(\theta) = \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi) + i_s(\varphi) \quad (4.61)$$

O intervalo angular dessa etapa de operação é definido pela equação (4.62).

$$\theta_4 = \pi \quad (4.62)$$

Substituindo o valor angular (4.62) da etapa na equação (4.61), obtém-se a expressão (4.63).

$$i_s(\pi) = \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) (\pi - \varphi) + i_s(\varphi) \quad (4.63)$$

#### 4.2.3.2 Ganho Estático

O valor médio da corrente de saída da porta 3 ( $I_2$ ) é calculado através da equação (4.64). Pois a transferência de potência para a saída da porta ocorre nas etapas 1 e 4.

$$I_2 = \frac{2}{\omega T_s} \left[ \underbrace{\int_0^{\varphi+(2D-1)\pi} i_{S(I)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 1}} - \underbrace{\int_{\varphi}^{\pi} i_{S(IV)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 2}} \right] \quad (4.64)$$

Devido a corrente no secundário ser CA simétrica, pode-se observar que:

$$\begin{cases} i_s(0) = -i_s(\pi) \\ i_s(\varphi + [2D-1]\pi) = -i_s(\pi + \varphi + [2D-1]\pi) \\ i_s(D2\pi) = -i_s(\pi + D2\pi) \\ i_s(\varphi) = -i_s(\pi + \varphi) \end{cases} \quad (4.65)$$

Aplicando as condições de (4.65) nas equações (4.51), (4.55), (4.59) e (4.63) e resolvendo-se para  $i_s(0)$  e  $i_s(\varphi)$  para encontrar as correntes iniciais nas etapas 1 e 4, obtém-se as equações (4.66) e (4.67).

$$i_s(0) = \frac{-V_2\pi + V_2\varphi + V_{ab}'D\pi + V_2D\pi}{\omega L_2} \quad (4.66)$$

$$i_s(\varphi) = \frac{-V_{ab}'D\pi - V_2D\pi}{\omega L_2} \quad (4.67)$$

Explicitando-se as expressões 1 e 2 da equação (4.64) e substituindo nela as equações (4.66) e (4.67), obtém-se as equações (4.68) e (4.69).

$$\begin{aligned} \int_0^{\varphi+(2D-1)\pi} i_{S(I)}(\theta)d\theta &= \int_0^{\varphi+(2D-1)\pi} \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) \theta d\theta \\ + \int_0^{\varphi+(2D-1)\pi} \left( \frac{-V_2\pi + V_2\varphi + V_{ab}'D\pi + V_2D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta \end{aligned} \quad (4.68)$$

$$\int_{\varphi}^{\pi} i_{S(IV)}(\theta)d\theta = \int_{\varphi}^{\pi} \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi) d\theta + \int_{\varphi}^{\pi} \left( \frac{-V_{ab}'D\pi - V_2D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.69)$$

Resolvendo-se as equações (4.68) e (4.69) e substituindo na equação (4.64), obtém-se a corrente média na saída da porta 3 (4.70).

$$I_2 = \frac{V_1 a}{(1-D)\omega L_2} \left[ -\frac{\varphi^2}{2\pi} + \varphi - D2\varphi + D2\pi - \frac{\pi}{2} \right] \quad (4.70)$$

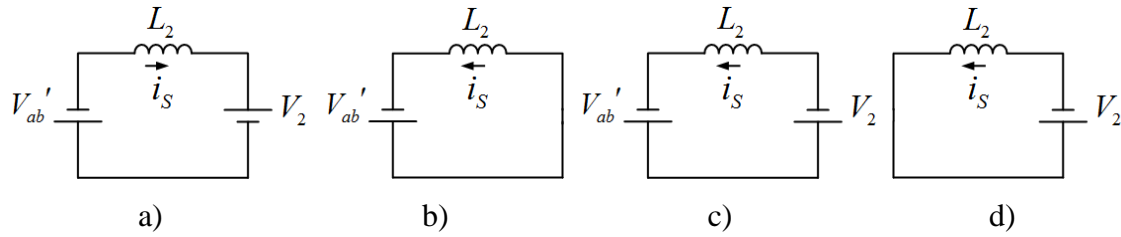
Calculando a relação entre a corrente média de saída da porta 3 do conversor com a tensão de entrada  $V_1$  da porta 1, obtém-se assim o ganho estático da região R3 (4.71).

$$G_{R3} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( -\frac{\varphi^2}{2\pi} + \varphi - D2\varphi + D2\pi - \frac{\pi}{2} \right) \quad (4.71)$$

#### 4.2.4 Análise para região R4

A Figura 4.4 apresenta os circuitos equivalentes para cada etapa de operação na região R4.

Figura 4.4 - Circuitos equivalentes para R4: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.2.4.1 Etapas de operação

Nesta seção, são apresentados os circuitos equivalentes para cada etapa de operação e suas respectivas equações do conversor operando na região R4.

##### ✓ Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de S3

O circuito equivalente para primeira etapa de operação é mostrado na Figura 4.4(a). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.72) e (4.73).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' - V_2 \quad (4.72)$$

$$i_{S(L)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) \theta + i_S(0) \quad (4.73)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.74).

$$\theta_1 = \varphi + (2D - 1)\pi \quad (4.74)$$

Substituindo o valor angular (4.74) da etapa na equação (4.73), obtém-se a expressão (4.75).

$$i_S(\varphi + [2D - 1]\pi) = \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) (\varphi + [2D - 1]\pi) + i_S(0) \quad (4.75)$$

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de S7**

O circuito equivalente para a segunda etapa de operação é mostrado na Figura 4.4(b). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.76) e (4.77).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' \quad (4.76)$$

$$i_{S(II)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi - [2D - 1]\pi) + i_S(\varphi + [2D - 1]\pi) \quad (4.77)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.78).

$$\theta_2 = \varphi \quad (4.78)$$

Substituindo o valor angular (4.78) da etapa na equação (4.77), obtém-se a expressão (4.79).

$$i_S(\varphi) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (-[2D - 1]\pi) + i_S(\varphi + [2D - 1]\pi) \quad (4.79)$$

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de S1**

O circuito equivalente para terceira etapa de operação é mostrado na Figura 4.4(c). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.80) e (4.81).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' + V_2 \quad (4.80)$$

$$i_{S(III)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi) + i_S(\varphi) \quad (4.81)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.82).

$$\theta_3 = D2\pi \quad (4.82)$$

Substituindo o valor angular (4.82) da etapa na equação (4.81), obtém-se a expressão (4.83).



$$i_s(D2\pi) = \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{L_2} \right) (D2\pi - \varphi) + i_s(\varphi) \quad (4.83)$$

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de S5**

O circuito equivalente para a quarta etapa de operação é mostrado na Figura 4.4(d). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.84) e (4.85).

$$V_{L_2} = V_2 \quad (4.84)$$

$$i_{s(IV)}(\theta) = \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - D2\pi) + i_s(D2\pi) \quad (4.85)$$

O intervalo angular dessa etapa de operação é definido pela equação (4.86).

$$\theta_4 = \pi \quad (4.86)$$

Substituindo o valor angular (4.86) da etapa na equação (4.85), obtém-se a expressão (4.87).

$$i_s(\pi) = \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) (\pi - D2\pi) + i_s(D2\pi) \quad (4.87)$$

#### 4.2.4.2 Ganho Estático

O valor médio da corrente de saída da porta 3 ( $I_2$ ) é calculado através da equação (4.88). Pois a transferência de potência para a saída da porta ocorre na etapa 1, 3 e 4.

$$I_2 = \frac{2}{\omega T_s} \left[ \underbrace{\int_0^{\varphi+(2D-1)\pi} i_{s(I)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 1}} - \underbrace{\int_{\varphi}^{D2\pi} i_{s(III)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 2}} - \underbrace{\int_{D2\pi}^{\pi} i_{s(IV)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 3}} \right] \quad (4.88)$$

Devido a corrente no secundário ser CA simétrica, pode-se observar que:

$$\begin{cases} i_s(0) = -i_s(\pi) \\ i_s(D2\pi) = -i_s(\pi + D2\pi) \\ i_s(\varphi) = -i_s(\pi + \varphi) \\ i_s(\varphi + D2\pi) = -i_s(\pi + \varphi + D2\pi) \end{cases} \quad (4.89)$$

Aplicando as condições de (4.89) nas equações (4.75), (4.79), (4.83) e (4.87) e resolvendo-se para  $i_s(0)$ ,  $i_s(\varphi)$  e  $i_s(D2\pi)$  para encontrar as correntes iniciais nas etapas 1, 3 e 4, obtém-se as equações (4.90), (4.91) e (4.92).

$$i_s(0) = \frac{-V_2\pi + V_2\varphi + V_{ab}'D\pi + V_2D\pi}{\omega L_2} \quad (4.90)$$

$$i_s(\varphi) = \frac{V_{ab}'D\pi - V_2D\pi - V_{ab}'\varphi}{\omega L_2} \quad (4.91)$$

$$i_s(D2\pi) = \frac{-V_2\varphi - V_{ab}'D\pi + V_2D\pi}{\omega L_2} \quad (4.92)$$

Explicitando-se as expressões 1, 2 e 3 da equação (4.88) e substituindo nela as equações (4.90), (4.91) e (4.92), obtém-se as equações (4.93), (4.94) e (4.95).

$$\begin{aligned} \int_0^{\varphi+(2D-1)\pi} i_{S(I)}(\theta)d\theta &= \int_0^{\varphi+(2D-1)\pi} \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) \theta d\theta \\ + \int_0^{\varphi+(2D-1)\pi} \left( \frac{-V_2\pi + V_2\varphi + V_{ab}'D\pi + V_2D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta \end{aligned} \quad (4.93)$$

$$\int_{\varphi}^{D2\pi} i_{S(III)}(\theta)d\theta = \int_{\varphi}^{D2\pi} \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi) d\theta + \int_{\varphi}^{D2\pi} \left( \frac{V_{ab}'D\pi - V_2D\pi - V_{ab}'\varphi}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.94)$$

$$\begin{aligned} \int_{D2\pi}^{\pi} i_{S(IV)}(\theta)d\theta &= \int_{D2\pi}^{\pi} \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - D2\pi) d\theta \\ + \int_{D2\pi}^{\pi} \left( \frac{-V_2\varphi - V_{ab}'D\pi + V_2D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta \end{aligned} \quad (4.95)$$

Resolvendo-se as equações (4.93), (4.94) e (4.95), e substituindo na equação (4.88), obtém-se a corrente média na saída da porta 3 (4.96).

$$I_2 = \frac{V_1 a}{(1-D)\omega L_2} \left[ -\frac{\varphi^2}{\pi} + \varphi + D2\pi - D^2 2\pi - \frac{\pi}{2} \right] \quad (4.96)$$

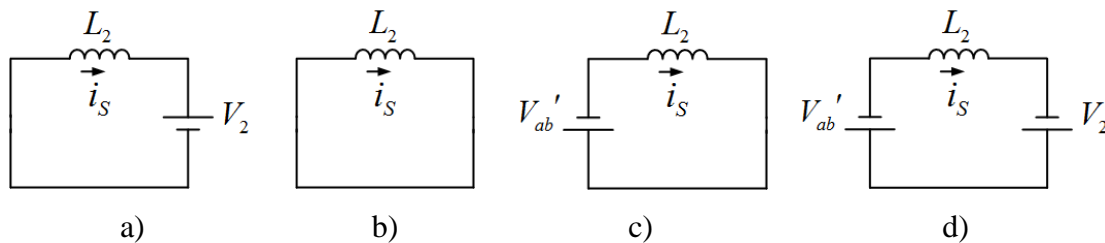
Calculando a relação entre a corrente média de saída da porta 3 do conversor com a tensão de entrada  $V_1$  da porta 1, obtém-se assim o ganho estático da região R4 (4.97).

$$G_{R4} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( -\frac{\varphi^2}{\pi} + \varphi + D2\pi - D^2 2\pi - \frac{\pi}{2} \right) \quad (4.97)$$

#### 4.2.5 Análise para região R5

A Figura 4.5 apresenta os circuitos equivalentes para cada etapa de operação na região R5.

Figura 4.5 - Circuitos equivalentes para R5: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

##### 4.2.5.1 Etapas de operação

Nesta seção, são apresentados os circuitos equivalentes para cada etapa de operação e suas respectivas equações do conversor operando na região R5.

##### ✓ Primeira Etapa $[\theta_0, \theta_1]$ : Abertura de S3

O circuito equivalente para primeira etapa de operação é mostrado na Figura 4.5(a). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.98) e (4.99).

$$V_{L_2} = -V_2 \quad (4.98)$$

$$i_{S(I)}(\theta) = \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) \theta + i_S(0) \quad (4.99)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.100).

$$\theta_1 = \varphi \quad (4.100)$$

Substituindo o valor angular (4.100) da etapa na equação (4.99), obtém-se a expressão (4.101).

$$i_S(\varphi) = \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) \varphi + i_S(0) \quad (4.101)$$

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de S7**

O circuito equivalente para a segunda etapa de operação é mostrado na Figura 4.5(b). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.102) e (4.103).

$$V_{L_2} = 0 \quad (4.102)$$

$$i_{S(II)}(\theta) = i_S(\varphi) \quad (4.103)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.104).

$$\theta_2 = (2D - 1)\pi \quad (4.104)$$

Substituindo o valor angular (4.104) da etapa na equação (4.103), obtém-se a expressão (4.105).

$$i_S([2D - 1]\pi) = i_S(\varphi) \quad (4.105)$$

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de S1**

O circuito equivalente para terceira etapa de operação é mostrado na Figura 4.5(c). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.106) e (4.107).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' \quad (4.106)$$

$$i_{S(III)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\theta - [2D-1]\pi) + i_s ([2D-1]\pi) \quad (4.107)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.108).

$$\theta_3 = \varphi + (2D-1)\pi \quad (4.108)$$

Substituindo o valor angular (4.108) da etapa na equação (4.107), obtém-se a expressão (4.109).

$$i_s (\varphi + [2D-1]\pi) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\varphi) + i_s ([2D-1]\pi) \quad (4.109)$$

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de S5**

O circuito equivalente para a quarta etapa de operação é mostrado na Figura 4.5(d). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.110) e (4.111).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' + V_2 \quad (4.110)$$

$$i_{S(IV)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi - (2D-1)\pi) + i_s (\varphi + (2D-1)\pi) \quad (4.111)$$

O intervalo angular dessa etapa de operação é definido pela equação (4.112).

$$\theta_4 = \pi \quad (4.112)$$

Substituindo o valor angular (4.112) da etapa na equação (4.111), obtém-se a expressão (4.113).

$$i_s(\pi) = \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) ([2 - 2D]\pi - \varphi) + i_s(\varphi + [2D - 1]\pi) \quad (4.113)$$

#### 4.2.5.2 Ganho Estático

O valor médio da corrente de saída da porta 3 ( $I_2$ ) é calculado através da equação (4.114). Pois a transferência de potência para a saída da porta ocorre na etapa 1, 3 e 4.

$$I_2 = \frac{2}{\omega T_s} \left[ \underbrace{\int_0^{\varphi} i_{S(I)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 1}} - \underbrace{\int_{\varphi + (2D-1)\pi}^{\pi} i_{S(IV)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 2}} \right] \quad (4.114)$$

Devido a corrente no secundário ser CA simétrica, pode-se observar que:

$$\begin{cases} i_s(0) = -i_s(\pi) \\ i_s(\varphi) = -i_s(\pi + \varphi) \\ i_s([2D - 1]\pi) = -i_s(D2\pi) \\ i_s(\varphi + [2D - 1]\pi) = -i_s(\varphi + D2\pi) \end{cases} \quad (4.115)$$

Aplicando as condições de (4.115) nas equações (4.101), (4.105), (4.109) e (4.113) e resolvendo-se para  $i_s(0)$  e  $i_s(\varphi + [2D - 1]\pi)$  para encontrar as correntes iniciais nas etapas 1 e 4, obtém-se as equações (4.116) e (4.117).

$$i_s(0) = \frac{V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi - V_2\pi + V_2D\pi + V_2\varphi}{\omega L_2} \quad (4.116)$$

$$i_s(\varphi + [2D - 1]\pi) = \frac{-V_{ab}'\varphi + V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi - V_2\pi + V_2D\pi}{\omega L_2} \quad (4.117)$$

Explicitando-se as expressões 1 e 2 da equação (4.114) e substituindo nela as equações (4.116) e (4.117), obtém-se as equações (4.118) e (4.119).

$$\int_0^{\varphi} i_{S(I)}(\theta)d\theta = \int_0^{\varphi} \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) \theta d\theta + \int_0^{\varphi} \left( \frac{V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi - V_2\pi + V_2D\pi + V_2\varphi}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.118)$$

$$\int_{\varphi+(2D-1)\pi}^{\pi} i_{S(IV)}(\theta)d\theta = \int_{\varphi+(2D-1)\pi}^{\pi} \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi - (2D-1)\pi) d\theta \quad (4.119)$$

$$+ \int_{\varphi+(2D-1)\pi}^{\pi} \left( \frac{-V_{ab}'\varphi + V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi - V_2\pi + V_2D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta$$

Resolvendo-se as equações (4.118) e (4.119), e substituindo na equação (4.114), obtém-se a corrente média na saída da porta 3 (4.120).

$$I_2 = \frac{V_1 a}{(1-D)\omega L_2} \left( -\frac{\varphi^2}{2\pi} + 2\varphi - D2\varphi \right) \quad (4.120)$$

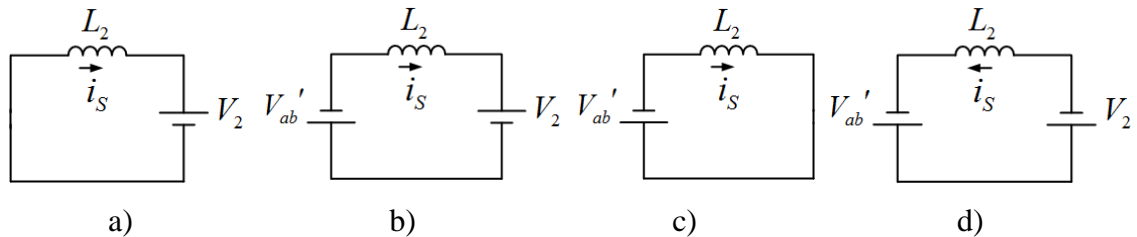
Calculando a relação entre a corrente média de saída da porta 3 do conversor com a tensão de entrada  $V_1$  da porta 1, obtém-se assim o ganho estático da região R5 (4.121).

$$G_{R5} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( -\frac{\varphi^2}{2\pi} + 2\varphi - D2\varphi \right) \quad (4.121)$$

#### 4.2.6 Análise para região R6

A Figura 4.6 apresenta os circuitos equivalentes para cada etapa de operação na região R6.

Figura 4.6 -Circuitos equivalentes para R6: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.2.6.1 Etapas de operação

Nesta seção, são apresentados os circuitos equivalentes para cada etapa de operação e suas respectivas equações do conversor operando na região R6.

##### ✓ Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de S3

O circuito equivalente para primeira etapa de operação é mostrado na Figura 4.6(a). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.122) e (4.123).

$$V_{L_2} = -V_2 \quad (4.122)$$

$$i_{S(I)}(\theta) = \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) \theta + i_s(0) \quad (4.123)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.124).

$$\theta_1 = (2D-1)\pi \quad (4.124)$$

Substituindo o valor angular (4.124) da etapa na equação (4.123), obtém-se a expressão (4.125).

$$i_s([2D-1]\pi) = -\left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) ([2D-1]\pi) + i_s(0) \quad (4.125)$$

##### ✓ Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de S7

O circuito equivalente para a segunda etapa de operação é mostrado na Figura 4.6(b). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.126) e (4.127).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' - V_2 \quad (4.126)$$

$$i_{S(II)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - [2D-1]\pi) + i_s([2D-1]\pi) \quad (4.127)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.128).



$$\theta_2 = \varphi \quad (4.128)$$

Substituindo o valor angular (4.128) da etapa na equação (4.127), obtém-se a expressão (4.129).

$$i_s(\varphi) = \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) (\varphi - [2D - 1]\pi) + i_s([2D - 1]\pi) \quad (4.129)$$

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de S1**

O circuito equivalente para terceira etapa de operação é mostrado na Figura. 4.6(c). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.130) e (4.131).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' \quad (4.130)$$

$$i_{s(m)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi) + i_s(\varphi) \quad (4.131)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.132).

$$\theta_3 = \varphi + (2D - 1)\pi \quad (4.132)$$

Substituindo o valor angular (4.132) da etapa na equação (4.131), obtém-se a expressão (4.133).

$$i_s(\varphi + [2D - 1]\pi) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) ([2D - 1]\pi) + i_s(\varphi) \quad (4.133)$$

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de S5**

O circuito equivalente para a quarta etapa de operação é mostrado na Figura. 4.6(d). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.134) e (4.135).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' + V_2 \quad (4.134)$$

$$i_{S(IV)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi - (2D-1)\pi) + i_s(\varphi + (2D-1)\pi) \quad (4.135)$$

O intervalo angular dessa etapa de operação é definido pela equação (4.136).

$$\theta_4 = \pi \quad (4.136)$$

Substituindo o valor angular (4.136) da etapa na equação (4.135), obtém-se a expressão (4.137).

$$i_s(\pi) = \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) (2\pi - \varphi - D2\pi) + i_s(\varphi + (2D-1)\pi) \quad (4.137)$$

#### 4.2.6.2 Ganho Estático

O valor médio da corrente de saída da porta 3 ( $I_2$ ) é calculado através da equação (4.138). Pois a transferência de potência para a saída da porta ocorre na etapa 1, 3 e 4.

$$I_2 = \frac{2}{\omega T_s} \left[ \underbrace{\int_0^{(2D-1)\pi} i_{S(I)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 1}} + \underbrace{\int_{(2D-1)\pi}^{\varphi} i_{S(II)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 2}} - \underbrace{\int_{\varphi+(2D-1)\pi}^{\pi} i_{S(IV)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 3}} \right] \quad (4.138)$$

Devido a corrente no secundário ser CA simétrica, pode-se observar que:

$$\begin{cases} i_s(0) = -i_s(\pi) \\ i_s([2D-1]\pi) = -i_s(D2\pi) \\ i_s(\varphi) = -i_s(\pi + \varphi) \\ i_s(\varphi + [2D-1]\pi) = -i_s(\varphi + D2\pi) \end{cases} \quad (4.139)$$

Aplicando as condições de (4.139) nas equações (4.125), (4.129), (4.133) e (4.137) e resolvendo-se para  $i_s(0)$ ,  $i_s([2D-1]\pi)$  e  $i_s(\pi)$  para encontrar as correntes iniciais nas etapas 1, 2 e 4, obtém-se as equações (4.140), (4.141) e (4.142).

$$i_S(0) = \frac{V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi - V_2\pi + V_2\varphi + V_2D\pi}{\omega L_2} \quad (4.140)$$

$$i_S([2D-1]\pi) = \frac{V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi + V_2\varphi - V_2D\pi}{\omega L_2} \quad (4.141)$$

$$i_S(\pi) = \frac{V_{ab}'\pi - V_{ab}'\varphi - V_{ab}'D\pi - V_2\pi + V_2D\pi}{\omega L_2} \quad (4.142)$$

Explicitando-se as expressões 1, 2 e 3 da equação (4.138) e substituindo nela as equações (4.140), (4.141) e (4.142), obtém-se as equações (4.143), (4.144) e (4.145).

$$\int_0^{(2D-1)\pi} i_{S(I)}(\theta)d\theta = \int_0^{(2D-1)\pi} \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) \theta d\theta + \int_0^{(2D-1)\pi} \left( \frac{V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi - V_2\pi + V_2\varphi + V_2D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.143)$$

$$\int_{(2D-1)\pi}^{\varphi} i_{S(II)}(\theta)d\theta = \int_{(2D-1)\pi}^{\varphi} \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - [2D-1]\pi) d\theta + \int_{(2D-1)\pi}^{\varphi} \left( \frac{V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi + V_2\varphi - V_2D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.144)$$

$$\int_{\varphi+(2D-1)\pi}^{\pi} i_{S(IV)}(\theta)d\theta = \int_{\varphi+(2D-1)\pi}^{\pi} \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi - (2D-1)\pi) d\theta + \int_{\varphi+(2D-1)\pi}^{\pi} \left( \frac{V_{ab}'\pi - V_{ab}'\varphi - V_{ab}'D\pi - V_2\pi + V_2D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.145)$$

Resolvendo-se as equações (4.143), (4.144) e (4.145), e substituindo na equação (4.138), obtém-se a corrente média na saída da porta 3 (4.146).

$$I_2 = \frac{V_1 a}{(1-D)\omega L_2} \left( -\frac{\varphi^2}{\pi} + \varphi + D2\pi - D^2 2\pi - \frac{\pi}{2} \right) \quad (4.146)$$

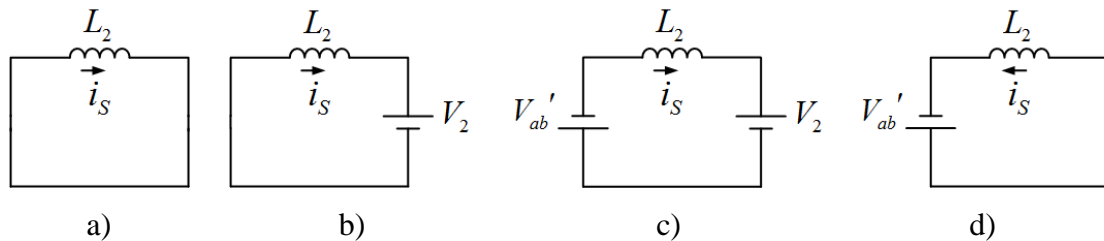
Calculando a relação entre a corrente média de saída da porta 3 do conversor com a tensão de entrada  $V_1$  da porta 1, obtém-se assim o ganho estático da região R6 (4.147) .

$$G_{R6} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( -\frac{\varphi^2}{\pi} + \varphi + D2\pi - D^2 2\pi - \frac{\pi}{2} \right) \quad (4.147)$$

#### 4.2.7 Análise para região R7

A Figura 4.7 apresenta os circuitos equivalentes para cada etapa de operação na região R7.

Figura 4.7 -Circuitos equivalentes para R7: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

##### 4.2.7.1 Etapas de operação

Nesta seção, são apresentados os circuitos equivalentes para cada etapa de operação e suas respectivas equações do conversor operando na região R7.

##### ✓ Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de S3

O circuito equivalente para primeira etapa de operação é mostrado na Figura 4.7(a). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.148) e (4.149).

$$V_{L_2} = 0 \quad (4.148)$$

$$i_{S(L)}(\theta) = i_S(0) \quad (4.149)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.150).

$$\theta_1 = \varphi + (2D - 2)\pi \quad (4.150)$$

Substituindo o valor angular (4.150) da etapa na equação (4.149), obtém-se a expressão (4.151).

$$i_s(\varphi + [2D - 2]\pi) = i_s(0) \quad (4.151)$$

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de S7**

O circuito equivalente para a segunda etapa de operação é mostrado na Figura 4.7(b). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.152) e (4.153).

$$V_{L_2} = -V_2 \quad (4.152)$$

$$i_{s(II)}(\theta) = \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi - [2D - 2]\pi) + i_s(\varphi + [2D - 2]\pi) \quad (4.153)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.154).

$$\theta_2 = (2D - 1)\pi \quad (4.154)$$

Substituindo o valor angular (4.154) da etapa na equação (4.153), obtém-se a expressão (4.155).

$$i_s([2D - 1]\pi) = \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) (\pi - \varphi) + i_s(\varphi + [2D - 2]\pi) \quad (4.155)$$

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de S1**

O circuito equivalente para terceira etapa de operação é mostrado na Figura 4.7(c). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.156) e (4.157).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' - V_2 \quad (4.156)$$

$$i_{S(III)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - (2D-1)\pi) + i_s([2D-1]\pi) \quad (4.157)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.158).

$$\theta_3 = \varphi \quad (4.158)$$

Substituindo o valor angular (4.158) da etapa na equação (4.157), obtém-se a expressão (4.159).

$$i_s(\varphi) = \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) (\varphi - (2D-1)\pi) + i_s([2D-1]\pi) \quad (4.159)$$

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de S5**

O circuito equivalente para a quarta etapa de operação é mostrado na Figura 4.7(d). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.160) e (4.161).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' \quad (4.160)$$

$$i_{S(IV)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi) + i_s(\varphi) \quad (4.161)$$

O intervalo angular dessa etapa de operação é definido pela equação (4.162).

$$\theta_4 = \pi \quad (4.162)$$

Substituindo o valor angular (4.162) da etapa na equação (4.161), obtém-se a expressão (4.163).

$$i_s(\pi) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\pi - \varphi) + i_s(\varphi) \quad (4.163)$$

#### 4.2.7.2 Ganho Estático

O valor médio da corrente de saída da porta 3 ( $I_2$ ) é calculado através da equação (4.164). Pois a transferência de potência para a saída da porta ocorre na etapa 1, 3 e 4.

$$I_2 = \frac{2}{\omega T_s} \left[ \underbrace{\int_{\varphi+(2D-2)\pi}^{(2D-1)\pi} i_{S(II)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 1}} + \underbrace{\int_{(2D-1)\pi}^{\varphi} i_{S(III)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 2}} \right] \quad (4.164)$$

Devido a corrente no secundário ser CA simétrica, pode-se observar que:

$$\begin{cases} i_s(0) = -i_s(\pi) \\ i_s(\varphi + [2D-2]\pi) = -i_s(\varphi + [2D-1]\pi) \\ i_s([2D-1]\pi) = -i_s(D2\pi) \\ i_s(\varphi) = -i_s(\pi + \varphi) \end{cases} \quad (4.165)$$

Aplicando as condições de (4.165) nas equações (4.151), (4.155), (4.159) e (4.163) e resolvendo-se para  $i_s(\varphi + [2D-2]\pi)$  e  $i_s([2D-1]\pi)$  para encontrar as correntes iniciais nas etapas 1, 3 e 4, obtém-se as equações (4.166) e (4.167).

$$i_s(\varphi + [2D-2]\pi) = \frac{V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi - V_2D\pi + V_2\pi}{\omega L_2} \quad (4.166)$$

$$i_s([2D-1]\pi) = \frac{V_2\varphi + V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi - V_2D\pi}{\omega L_2} \quad (4.167)$$

Explicitando-se as expressões 1 e 2 da equação (4.164) e substituindo nela as equações (4.166) e (4.167), obtém-se as equações (4.168) e (4.169).

$$\begin{aligned} \int_{\varphi+(2D-2)\pi}^{(2D-1)\pi} i_{S(II)}(\theta) d\theta &= \int_{\varphi+(2D-2)\pi}^{(2D-1)\pi} \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi - [2D-2]\pi) d\theta \\ + \int_{\varphi+(2D-2)\pi}^{(2D-1)\pi} \left( \frac{V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi - V_2D\pi + V_2\pi}{\omega L_2} \right) d\theta \end{aligned} \quad (4.168)$$

$$\int_{(2D-1)\pi}^{\varphi} i_{S(III)}(\theta)d\theta = \int_{(2D-1)\pi}^{\varphi} \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - (2D-1)\pi) d\theta$$

$$+ \int_{(2D-1)\pi}^{\varphi} \left( \frac{V_2\varphi + V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi - V_2D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta$$
(4.169)

Resolvendo-se as equações (4.168) e (4.169), e substituindo na equação (4.164), obtém-se a corrente média na saída da porta 3 (4.170).

$$I_2 = \frac{V_1 a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{-\varphi^2}{2\pi} - \varphi + D2\varphi - D2\pi + \frac{3\pi}{2} \right)$$
(4.170)

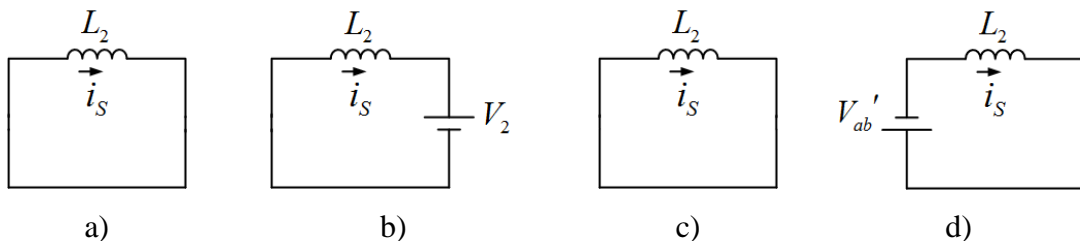
Calculando a relação entre a corrente média de saída da porta 3 do conversor com a tensão de entrada  $V_1$  da porta 1, obtém-se assim o ganho estático da região R7 (4.171).

$$G_{R7} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{-\varphi^2}{2\pi} - \varphi + D2\varphi - D2\pi + \frac{3\pi}{2} \right)$$
(4.171)

#### 4.2.8 Análise para região R8

A Figura 4.8 apresenta os circuitos equivalentes para cada etapa de operação na região R8.

Figura 4.8 -Circuitos equivalentes para R8: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

##### 4.2.8.1 Etapas de operação

Nesta seção, são apresentados os circuitos equivalentes para cada etapa de operação e suas respectivas equações do conversor operando na região R8.



✓ **Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de S3**

O circuito equivalente para primeira etapa de operação é mostrado na Figura 4.8(a). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.172) e (4.173).

$$V_{L_2} = 0 \quad (4.172)$$

$$i_{S(I)}(\theta) = i_s(0) \quad (4.173)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.174).

$$\theta_1 = \varphi + (2D - 2)\pi \quad (4.174)$$

Substituindo o valor angular (4.174) da etapa na equação (4.173), obtém-se a expressão (4.175).

$$i_s(\varphi + [2D - 2]\pi) = i_s(0) \quad (4.175)$$

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de S7**

O circuito equivalente para a segunda etapa de operação é mostrado na Figura 4.8(b). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.176) e (4.177).

$$V_{L_2} = -V_2 \quad (4.176)$$

$$i_{S(II)}(\theta) = \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi - [2D - 2]\pi) + i_s(\varphi + [2D - 2]\pi) \quad (4.177)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.178).

$$\theta_2 = \varphi \quad (4.178)$$

Substituindo o valor angular (4.178) da etapa na equação (4.177), obtém-se a expressão (4.179).

$$i_s(\varphi) = \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) (-[2D-2]\pi) + i_s(\varphi + [2D-2]\pi) \quad (4.179)$$

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de S1**

O circuito equivalente para terceira etapa de operação é mostrado na Figura 4.8(c). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.180) e (4.181).

$$V_{L_2} = 0 \quad (4.180)$$

$$i_{S(III)}(\theta) = i_s(\varphi) \quad (4.181)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.182).

$$\theta_3 = (2D-1)\pi \quad (4.182)$$

Substituindo o valor angular (4.182) da etapa na equação (4.181), obtém-se a expressão (4.183).

$$i_s([2D-1]\pi) = i_s(\varphi) \quad (4.183)$$

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de S5**

O circuito equivalente para a quarta etapa de operação é mostrado na Figura 4.8(d). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.184) e (4.185).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' \quad (4.184)$$

$$i_{S(IV)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\theta - [2D-1]\pi) + i_s([2D-1]\pi) \quad (4.185)$$

O intervalo angular dessa etapa de operação é definido pela equação (4.186).

$$\theta_4 = \pi \quad (4.186)$$

Substituindo o valor angular (4.186) da etapa na equação (4.185), obtém-se a expressão (4.187).

$$i_s(\pi) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\pi - [2D-1]\pi) + i_s([2D-1]\pi) \quad (4.187)$$

#### 4.2.8.2 Ganho Estático

O valor médio da corrente de saída da porta 3 ( $I_2$ ) é calculado através da equação (4.188). Pois a transferência de potência para a saída da porta ocorre na etapa 1, 3 e 4.

$$I_2 = \frac{2}{\omega T_s} \left[ \underbrace{\int_{\varphi+(2D-2)\pi}^{\varphi} i_{S(II)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 1}} \right] \quad (4.188)$$

Devido a corrente no secundário ser CA simétrica, pode-se observar que:

$$\begin{cases} i_s(0) = -i_s(\pi) \\ i_s(\varphi + [2D-2]\pi) = -i_s(\varphi + [2D-1]\pi) \\ i_s(\varphi) = -i_s(\pi + \varphi) \\ i_s([2D-1]\pi) = -i_s(D2\pi) \end{cases} \quad (4.189)$$

Aplicando as condições de (4.189) nas equações (4.175), (4.179), (4.183) e (4.187) e resolvendo-se para  $i_s([\varphi+2D-2]\pi)$  para encontrar a corrente inicial na etapa 2, obtém-se a equação (4.190).

$$i_s(\varphi + [2D-2]\pi) = \frac{-V_{ab}' D\pi + V_{ab}' \pi - V_2 D\pi + V_2 \pi}{\omega L_2} \quad (4.190)$$

Explicitando-se a expressão 1 da equação (4.188) e substituindo nela a equação (4.190), obtém-se as equação (4.191).

$$\int_{\varphi+(2D-2)\pi}^{\varphi} i_{S(II)}(\theta)d\theta = \int_{\varphi+(2D-2)\pi}^{\varphi} \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi - [2D-2]\pi) \theta d\theta$$

$$+ \int_{\varphi+(2D-2)\pi}^{\varphi} \left( \frac{-V_{ab}' D\pi + V_{ab}' \pi - V_2 D\pi + V_2 \pi}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.191)$$

Resolvendo-se a equação (4.191), e substituindo na equação (4.188), obtém-se a corrente média na saída da porta 3 (4.192).

$$I_2 = \frac{V_1 a}{(1-D)\omega L_2} (D^2 2\pi - D4\pi + 2\pi) \quad (4.192)$$

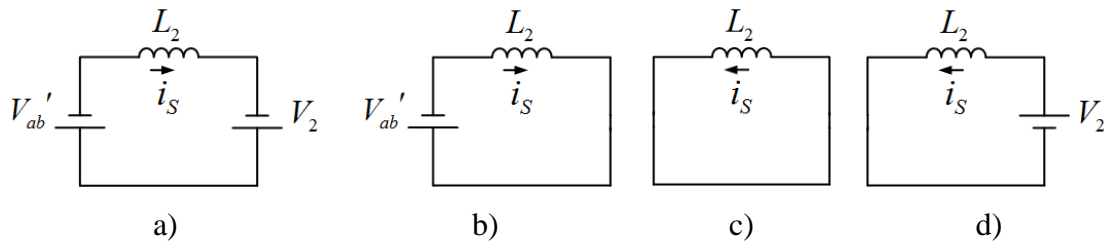
Calculando a relação entre a corrente média de saída da porta 3 do conversor com a tensão de entrada  $V_1$  da porta 1, obtém-se assim o ganho estático da região R8 (4.193).

$$G_{R8} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} (D^2 2\pi - D4\pi + 2\pi) \quad (4.193)$$

#### 4.2.9 Análise para região R9

A Figura 4.9 apresenta os circuitos equivalentes para cada etapa de operação na região R9.

Figura 4.9 -Circuitos equivalentes para R9: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

##### 4.2.9.1 Etapas de operação

Nesta seção, são apresentados os circuitos equivalentes para cada etapa de operação e suas respectivas equações do conversor operando na região R9.

✓ **Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de S3**

O circuito equivalente para primeira etapa de operação é mostrado na Figura 4.9(a). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.194) e (4.195).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' + V_2 \quad (4.194)$$

$$i_{S(I)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) \theta + i_S(0) \quad (4.195)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.196).

$$\theta_1 = D2\pi - |\varphi| \quad (4.196)$$

Substituindo o valor angular (4.196) da etapa na equação (4.195), obtém-se a expressão (4.197).

$$i_S(D2\pi - |\varphi|) = \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) \theta + i_S(0) \quad (4.197)$$

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de S7**

O circuito equivalente para a segunda etapa de operação é mostrado na Figura 4.9(b). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.198) e (4.199).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' \quad (4.198)$$

$$i_{S(II)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\theta - \varphi - [2D - 1]\pi) + i_S(\varphi + [2D - 1]\pi) \quad (4.199)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.200).

$$\theta_2 = D2\pi \quad (4.200)$$

Substituindo o valor angular (4.200) da etapa na equação (4.199), obtém-se a expressão (4.201).

$$i_s(D2\pi) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\pi - \varphi) + i_s(\varphi + [2D-1]\pi) \quad (4.201)$$

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de S1**

O circuito equivalente para terceira etapa de operação é mostrado na Figura 4.9(c). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.202) e (4.203).

$$V_{L_2} = 0 \quad (4.202)$$

$$i_{s(III)}(\theta) = i_s(D2\pi) \quad (4.203)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.204).

$$\theta_3 = \pi - |\varphi| \quad (4.204)$$

Substituindo o valor angular (4.204) da etapa na equação (4.203), obtém-se a expressão (4.205).

$$i_s(\pi - |\varphi|) = i_s(D2\pi) \quad (4.205)$$

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de S5**

O circuito equivalente para a quarta etapa de operação é mostrado na Figura 4.9(d). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.206) e (4.207).

$$V_{L_2} = -V_2 \quad (4.206)$$

$$i_{s(IV)}(\theta) = \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - [\pi - |\varphi|]) + i_s(\pi - |\varphi|) \quad (4.207)$$

O intervalo angular dessa etapa de operação é definido pela equação (4.208).

$$\theta_4 = \pi \quad (4.208)$$

Substituindo o valor angular (4.208) da etapa na equação (4.207), obtém-se a expressão (4.209).

$$i_s(\pi) = \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) (|\varphi|) + i_s(\pi - |\varphi|) \quad (4.209)$$

#### 4.2.9.2 Ganho Estático

O valor médio da corrente de saída da porta 3 ( $I_2$ ) é calculado através da equação (4.210). Pois a transferência de potência para a saída da porta ocorre na etapa 1, 3 e 4.

$$I_2 = \frac{2}{\omega T_s} \left[ \underbrace{- \int_0^{D2\pi - |\varphi|} i_{S(I)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 1}} + \underbrace{\int_{\pi - |\varphi|}^{\pi} i_{S(IV)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 2}} \right] \quad (4.210)$$

Devido a corrente no secundário ser CA simétrica, pode-se observar que:

$$\begin{cases} i_s(0) = -i_s(\pi) \\ i_s(D2\pi - |\varphi|) = -i_s([2D+1]\pi - |\varphi|) \\ i_s(D2\pi) = -i_s([2D+1]\pi) \\ i_s(\pi - |\varphi|) = -i_s(2\pi - |\varphi|) \end{cases} \quad (4.211)$$

Aplicando as condições de (4.211) nas equações (4.197), (4.201), (4.205) e (4.209) e resolvendo-se para  $i_s(0)$  e  $i_s(\pi - |\varphi|)$  para encontrar as correntes iniciais nas etapas 1 e 4, obtém-se as equações (4.212) e (4.213).

$$i_s(0) = \frac{V_2|\varphi| + V_{ab}'D\pi - V_2D\pi}{\omega L_2} \quad (4.212)$$

$$i_s(\pi - |\varphi|) = \frac{-V_{ab}'D\pi + V_2D\pi}{\omega L_2} \quad (4.213)$$

Explicitando-se as expressões 1 e 2 da equação (4.210) e substituindo nela as equações (4.212) e (4.213), obtém-se as equações (4.214) e (4.215).

$$\int_0^{D2\pi-|\varphi|} i_{S(I)}(\theta)d\theta = \int_0^{D2\pi-|\varphi|} \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) \theta d\theta + \int_0^{D2\pi-|\varphi|} \left( \frac{V_2|\varphi| + V_{ab}'D\pi - V_2D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.214)$$

$$\int_{\pi-|\varphi|}^{\pi} i_{S(IV)}(\theta)d\theta = \int_{\pi-|\varphi|}^{\pi} \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - [\pi - |\varphi|]) d\theta + \int_{\pi-|\varphi|}^{\pi} \left( \frac{-V_{ab}'D\pi - V_2D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.215)$$

Resolvendo-se as equações (4.214) e (4.215), e substituindo na equação (4.210), obtém-se a corrente média na saída da porta 3 (4.216).

$$I_2 = \frac{V_1 a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{|\varphi|^2}{2\pi} - D2|\varphi| \right) \quad (4.216)$$

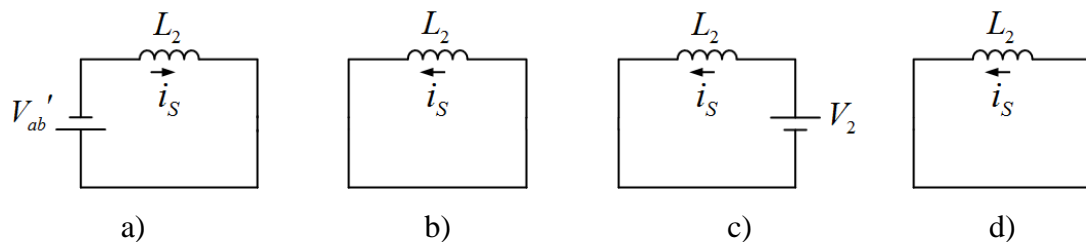
Calculando a relação entre a corrente média de saída da porta 3 do conversor com a tensão de entrada  $V_1$  da porta 1, obtém-se assim o ganho estático da região R9 (4.217).

$$G_{R9} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{|\varphi|^2}{2\pi} - D2|\varphi| \right) \quad (4.217)$$

#### 4.2.10 Análise para região R10

A Figura 4.10 apresenta os circuitos equivalentes para cada etapa de operação na região R10.

Figura 4.10 -Circuitos equivalentes para R10: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.



#### 4.2.10.1 Etapas de operação

Nesta seção, são apresentados os circuitos equivalentes para cada etapa de operação e suas respectivas equações do conversor operando na região R10.

##### ✓ Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de S3

O circuito equivalente para primeira etapa de operação é mostrado na Figura 4.10(a). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.218) e (4.219).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' \quad (4.218)$$

$$i_{S(I)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) \theta + i_S(0) \quad (4.219)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.220).

$$\theta_1 = D2\pi \quad (4.220)$$

Substituindo o valor angular (4.220) da etapa na equação (4.219), obtém-se a expressão (4.221).

$$i_S(D2\pi) = - \left( \frac{V_{ab}'}{\omega L_2} \right) D2\pi + i_S(0) \quad (4.221)$$

##### ✓ Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de S7

O circuito equivalente para a segunda etapa de operação é mostrado na Figura 4.10(b). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.222) e (4.223).

$$V_{L_2} = 0 \quad (4.222)$$

$$i_{S(II)}(\theta) = i_S(D2\pi) \quad (4.223)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.224).

$$\theta_2 = \pi - |\varphi| \quad (4.224)$$

Substituindo o valor angular (4.224) da etapa na equação (4.223), obtém-se a expressão (4.225).

$$i_s(\pi - |\varphi|) = i_s(D2\pi) \quad (4.225)$$

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de S1**

O circuito equivalente para terceira etapa de operação é mostrado na Figura 4.10(c). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.226) e (4.227).

$$V_{L_2} = -V_2 \quad (4.226)$$

$$i_{s(III)}(\theta) = \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - (\pi - |\varphi|)) + i_s(\pi - |\varphi|) \quad (4.227)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.228).

$$\theta_3 = (2D+1)\pi - |\varphi| \quad (4.228)$$

Substituindo o valor angular (4.228) da etapa na equação (4.227), obtém-se a expressão (4.229).

$$i_s([2D+1]\pi - |\varphi|) = \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) (2D\pi) + i_s(\pi - |\varphi|) \quad (4.229)$$

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de S5**

O circuito equivalente para a quarta etapa de operação é mostrado na Figura 4.10(d). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.230) e (4.231).

$$V_{L_2} = 0 \quad (4.230)$$

$$i_{s(IV)}(\theta) = i_s([2D+1]\pi - |\varphi|) \quad (4.231)$$

O intervalo angular dessa etapa de operação é definido pela equação (4.232).

$$\theta_4 = \pi \quad (4.232)$$

Substituindo o valor angular (4.232) da etapa na equação (4.231), obtém-se a expressão (4.233).

$$i_s(\pi) = i_s([2D+1]\pi - |\varphi|) \quad (4.233)$$

#### 4.2.10.2 Ganho Estático

O valor médio da corrente de saída da porta 3 ( $I_2$ ) é calculado através da equação (4.234). Pois a transferência de potência para a saída da porta ocorre na etapa 1, 3 e 4.

$$I_2 = \frac{2}{\omega T_s} \left[ \underbrace{\int_{\pi-|\varphi|}^{(2D+1)\pi-|\varphi|} i_{S(III)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 1}} \right] \quad (4.234)$$

Devido a corrente no secundário ser CA simétrica, pode-se observar que:

$$\begin{cases} i_s(0) = -i_s(\pi) \\ i_s(D2\pi) = -i_s([2D+1]\pi) \\ i_s(\pi - |\varphi|) = -i_s(2\pi - |\varphi|) \\ i_s([2D+1]\pi - |\varphi|) = -i_s([2D+2]\pi - |\varphi|) \end{cases} \quad (4.235)$$

Aplicando as condições de (4.235) nas equações (4.233), (4.229), (4.225) e (4.221) e resolvendo-se para  $i_s(\pi - |\varphi|)$  para encontrar a corrente inicial na etapa 3, obtém-se a equação (4.236).

$$i_s(\pi - |\varphi|) = \frac{-V_{ab}' D\pi + V_2 D\pi}{\omega L_2} \quad (4.236)$$

Explicitando-se a expressão 1 da equação (4.234) e substituindo nela a equação (4.236), obtém-se as equação (4.237).

$$\begin{aligned}
\int_{\pi-|\varphi|}^{(2D+1)\pi-|\varphi|} i_{S(III)}(\theta) d\theta &= \int_{\pi-|\varphi|}^{(2D+1)\pi-|\varphi|} \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - (\pi - |\varphi|)) d\theta \\
+ \int_{\pi-|\varphi|}^{(2D+1)\pi-|\varphi|} \left( \frac{-V_{ab}' D\pi + V_2 D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta &
\end{aligned} \tag{4.237}$$

Resolvendo-se a equação (4.237), e substituindo na equação (4.234), obtém-se a corrente média na saída da porta 3 (4.238).

$$I_2 = -\frac{V_1 a}{(1-D)\omega L_2} (-D^2 2\pi) \tag{4.238}$$

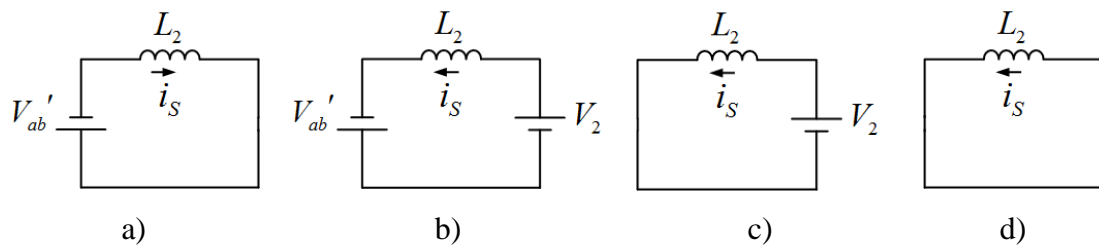
Calculando a relação entre a corrente média de saída da porta 3 do conversor com a tensão de entrada  $V_1$  da porta 1, obtém-se assim o ganho estático da região R10 (4.239).

$$G_{R10} = \frac{I_2}{V_1} = -\frac{a}{(1-D)\omega L_2} (D^2 2\pi) \tag{4.239}$$

#### 4.2.11 Análise para região R11

A Figura 4.11 apresenta os circuitos equivalentes para cada etapa de operação na região R11.

Figura 4.11 -Circuitos equivalentes para R11: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

##### 4.2.11.1 Etapas de operação

Nesta seção, são apresentados os circuitos equivalentes para cada etapa de operação e suas respectivas equações do conversor operando na região R11.

✓ **Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de S3**

O circuito equivalente para primeira etapa de operação é mostrado na Figura 4.11(a). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.240) e (4.241).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' \quad (4.240)$$

$$i_{S(I)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) \theta + i_S(0) \quad (4.241)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.242).

$$\theta_1 = \pi - |\varphi| \quad (4.242)$$

Substituindo o valor angular (4.242) da etapa na equação (4.241), obtém-se a expressão (4.243).

$$i_S(\pi - |\varphi|) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\pi - |\varphi|) + i_S(0) \quad (4.243)$$

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de S7**

O circuito equivalente para a segunda etapa de operação é mostrado na Figura 4.11(b). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.244) e (4.245).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' - V_2 \quad (4.244)$$

$$i_{S(II)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - [\pi - |\varphi|]) + i_S(\pi - |\varphi|) \quad (4.245)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.246).

$$\theta_2 = D2\pi \quad (4.246)$$

Substituindo o valor angular (4.246) da etapa na equação (4.245), obtém-se a expressão (4.247).

$$i_s(D2\pi) = \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) ([2D-1]\pi - |\varphi|) + i_s(\pi - |\varphi|) \quad (4.247)$$

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de S1**

O circuito equivalente para terceira etapa de operação é mostrado na Figura 4.11(c). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.248) e (4.249).

$$V_{L_2} = -V_2 \quad (4.248)$$

$$i_{s(III)}(\theta) = \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - D2\pi) + i_s(D2\pi) \quad (4.249)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.250).

$$\theta_3 = (2D+1)\pi - |\varphi| \quad (4.250)$$

Substituindo o valor angular (4.250) da etapa na equação (4.249), obtém-se a expressão (4.251).

$$i_s([2D+1]\pi - |\varphi|) = \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) (\pi - |\varphi|) + i_s(D2\pi) \quad (4.251)$$

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de S5**

O circuito equivalente para a quarta etapa de operação é mostrado na Figura 4.11(d). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.252) e (4.253).

$$V_{L_2} = 0 \quad (4.252)$$

$$i_{s(IV)}(\theta) = i_s([2D+1]\pi - |\varphi|) \quad (4.253)$$

O intervalo angular dessa etapa de operação é definido pela equação (4.254).

$$\theta_4 = \pi \quad (4.254)$$

Substituindo o valor angular (4.254) da etapa na equação (4.253), obtém-se a expressão (4.255).

$$i_s(\pi) = i_s([2D+1]\pi - |\varphi|) \quad (4.255)$$

#### 4.2.11.2 Ganho Estático

O valor médio da corrente de saída da porta 3 ( $I_2$ ) é calculado através da equação (4.256). Pois a transferência de potência para a saída da porta ocorre na etapa 1, 3 e 4.

$$I_2 = \frac{2}{\omega T_s} \left[ \underbrace{\int_{\pi-|\varphi|}^{D2\pi} i_{S(II)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 1}} + \underbrace{\int_{D2\pi}^{(2D+1)\pi-|\varphi|} i_{S(III)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 2}} \right] \quad (4.256)$$

Devido a corrente no secundário ser CA simétrica, pode-se observar que:

$$\begin{cases} i_s(0) = -i_s(\pi) \\ i_s(\pi - |\varphi|) = -i_s(2\pi - |\varphi|) \\ i_s(D2\pi) = -i_s([2D+1]\pi) \\ i_s([2D+1]\pi - |\varphi|) = -i_s([2D+2]\pi - |\varphi|) \end{cases} \quad (4.257)$$

Aplicando as condições de (4.257) nas equações (4.243), (4.247), (4.251) e (4.255) e resolvendo-se para  $i_s(\pi - |\varphi|)$  e  $i_s(D2\pi)$  para encontrar as correntes iniciais nas etapas 2 e 3, obtém-se as equações (4.258) e (4.259).

$$i_s(\pi - |\varphi|) = \frac{-V_{ab}'\pi + V_{ab}'|\varphi| + V_{ab}'D\pi + V_2D\pi}{\omega L_2} \quad (4.258)$$

$$i_s(D2\pi) = \frac{-V_{ab}'D\pi - V_2D\pi + V_2\pi - V_2|\varphi|}{\omega L_2} \quad (4.259)$$

Explicitando-se as expressões 1, 2 da equação (4.234) e substituindo nela as equações (4.258) e (4.259), obtêm-se as equações (4.260) e (4.261).

$$\int_{\pi-|\varphi|}^{D2\pi} i_{S(II)}(\theta) d\theta = \int_{\pi-|\varphi|}^{D2\pi} \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) [\theta - (\pi - |\varphi|)] d\theta$$

$$+ \int_{\pi-|\varphi|}^{D2\pi} \left( \frac{-V_{ab}'\pi + V_{ab}'|\varphi| + V_{ab}'D\pi + V_2D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.260)$$

$$\int_{D2\pi}^{(2D+1)\pi-|\varphi|} i_{S(III)}(\theta) d\theta = \int_{D2\pi}^{(2D+1)\pi-|\varphi|} \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - D2\pi) d\theta$$

$$+ \int_{D2\pi}^{(2D+1)\pi-|\varphi|} \left( \frac{-V_{ab}'D\pi - V_2D\pi + V_2\pi - V_2|\varphi|}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.261)$$

Resolvendo-se as equações (4.260) e (4.261), e substituindo na equação (4.234), obtêm-se a corrente média na saída da porta 3 (4.262).

$$I_2 = \frac{V_1 a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{|\varphi|^2}{2\pi} - |\varphi| + D2|\varphi| - D2\pi + \frac{\pi}{2} \right) \quad (4.262)$$

Calculando a relação entre a corrente média de saída da porta 3 do conversor com a tensão de entrada  $V_1$  da porta 1, obtêm-se assim o ganho estático da região R11 (4.263).

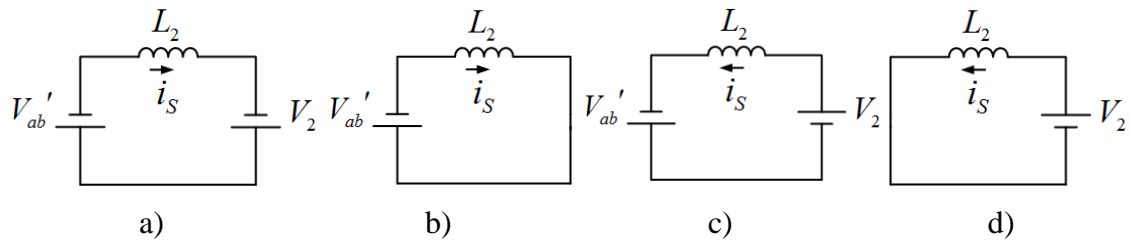
$$G_{R11} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{|\varphi|^2}{2\pi} - |\varphi| + D2|\varphi| - D2\pi + \frac{\pi}{2} \right) \quad (4.263)$$

#### 4.2.12 Análise para região R12

A Figura 4.12 apresenta os circuitos equivalentes para cada etapa de operação na região R12.



Figura 4.12 - Circuitos equivalentes para R12: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.2.12.1 Etapas de operação

Nesta seção, são apresentados os circuitos equivalentes para cada etapa de operação e suas respectivas equações do conversor operando na região R12.

##### ✓ Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de S3

O circuito equivalente para primeira etapa de operação é mostrado na Figura 4.12(a). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.264) e (4.265).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' + V_2 \quad (4.264)$$

$$i_{S(t)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) \theta + i_S(0) \quad (4.265)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.266).

$$\theta_1 = D2\pi - |\varphi| \quad (4.266)$$

Substituindo o valor angular (4.266) da etapa na equação (4.265), obtém-se a expressão (4.267).

$$i_S(D2\pi - |\varphi|) = \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) (D2\pi - |\varphi|) + i_S(0) \quad (4.267)$$

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de S7**

O circuito equivalente para a segunda etapa de operação é mostrado na Figura 4.12(b). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.268) e (4.269).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' \quad (4.268)$$

$$i_{S(II)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\theta - [D2\pi - |\varphi|]) + i_s(D2\pi - |\varphi|) \quad (4.269)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.270).

$$\theta_2 = \pi - |\varphi| \quad (4.270)$$

Substituindo o valor angular (4.270) da etapa na equação (4.269), obtém-se a expressão (4.271).

$$i_s(\pi - |\varphi|) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) ([1 - 2D]\pi) + i_s(D2\pi - |\varphi|) \quad (4.271)$$

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de S1**

O circuito equivalente para terceira etapa de operação é mostrado na Figura 4.12(c). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.272) e (4.273).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' - V_2 \quad (4.272)$$

$$i_{S(III)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - [\pi - |\varphi|]) + i_s(\pi - |\varphi|) \quad (4.273)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.274).

$$\theta_3 = D2\pi \quad (4.274)$$

Substituindo o valor angular (4.274) da etapa na equação (4.273), obtém-se a expressão (4.275).

$$i_s(D2\pi) = \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) ([2D-1]\pi + |\varphi|) + i_s(\pi - |\varphi|) \quad (4.275)$$

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de S5**

O circuito equivalente para a quarta etapa de operação é mostrado na Figura 4.12(d). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.276) e (4.277).

$$V_{L_2} = -V_2 \quad (4.276)$$

$$i_{s(IV)}(\theta) = \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - D2\pi) + i_s(D2\pi) \quad (4.277)$$

O intervalo angular dessa etapa de operação é definido pela equação (4.278).

$$\theta_4 = \pi \quad (4.278)$$

Substituindo o valor angular (4.278) da etapa na equação (4.277), obtém-se a expressão (4.279).

$$i_s(\pi) = \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) ([1+2D]\pi) + i_s(D2\pi) \quad (4.279)$$

#### 4.2.12.2 Ganho Estático

O valor médio da corrente de saída da porta 3 ( $I_2$ ) é calculado através da equação (4.280). Pois a transferência de potência para a saída da porta ocorre na etapa 1, 3 e 4.

$$I_2 = \frac{2}{\omega T_s} \left[ \underbrace{\int_0^{D2\pi-|\varphi|} i_{s(I)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 1}} + \underbrace{\int_{\pi-|\varphi|}^{D2\pi} i_{s(III)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 2}} + \underbrace{\int_{D2\pi}^{\pi} i_{s(IV)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 3}} \right] \quad (4.280)$$

Devido a corrente no secundário ser CA simétrica, pode-se observar que:

$$\begin{cases} i_s(0) = -i_s(\pi) \\ i_s(D2\pi - |\varphi|) = -i_s([2D+1]\pi - |\varphi|) \\ i_s(\pi - |\varphi|) = -i_s(2\pi - |\varphi|) \\ i_s(D2\pi) = -i_s([2D+1]\pi) \end{cases} \quad (4.281)$$

Aplicando as condições de (4.281) nas equações (4.267), (4.271), (4.275) e (4.279) e resolvendo-se para  $i_s(0)$ ,  $i_s(\pi - |\varphi|)$  e  $i_s(D2\pi)$  para encontrar as correntes iniciais nas etapas 1, 3 e 4, obtém-se as equações (4.282), (4.283) e (4.284).

$$i_s(0) = \frac{V_{ab}' D\pi - V_2 D\pi + V_2 |\varphi|}{\omega L_2} \quad (4.282)$$

$$i_s(\pi - |\varphi|) = \frac{V_{ab}' D\pi + V_2 D\pi - V_{ab}' \pi + V_{ab}' |\varphi|}{\omega L_2} \quad (4.283)$$

$$i_s(D2\pi) = \frac{-V_{ab}' D\pi - V_2 D\pi + V_2 \pi - V_2 |\varphi|}{\omega L_2} \quad (4.284)$$

Explicitando-se as expressões 1, 2 e 3 da equação (4.280) e substituindo nela as equações (4.282), (4.283) e (4.284), obtém-se as equações (4.285), (4.286) e (4.287).

$$\int_0^{D2\pi - |\varphi|} i_{s(I)}(\theta) d\theta = \int_0^{D2\pi - |\varphi|} \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) \theta d\theta + \int_0^{D2\pi - |\varphi|} \left( \frac{V_{ab}' D\pi - V_2 D\pi + V_2 |\varphi|}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.285)$$

$$\begin{aligned} \int_{\pi - |\varphi|}^{D2\pi} i_{s(III)}(\theta) d\theta &= \int_{\pi - |\varphi|}^{D2\pi} \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - [\pi - |\varphi|]) d\theta \\ &+ \int_{\pi - |\varphi|}^{D2\pi} \left( \frac{V_{ab}' D\pi + V_2 D\pi - V_{ab}' \pi + V_{ab}' |\varphi|}{\omega L_2} \right) d\theta \end{aligned} \quad (4.286)$$

$$\int_{D2\pi}^{\pi} i_{S(IV)}(\theta)d\theta = \int_{D2\pi}^{\pi} \left( \frac{-V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - D2\pi) d\theta$$

$$+ \int_{D2\pi}^{\pi} \left( \frac{-V_{ab}'D\pi - V_2D\pi + V_2\pi - V_2|\varphi|}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.287)$$

Resolvendo-se as equações (4.285), (4.286) e (4.287), e substituindo na equação (4.280), obtém-se a corrente média na saída da porta 3 (4.288).

$$I_2 = \frac{V_1 a}{(1-D)\omega L_2} \left[ \frac{|\varphi|^2}{\pi} - |\varphi| - D2\pi + D^2 2\pi + \frac{\pi}{2} \right] \quad (4.288)$$

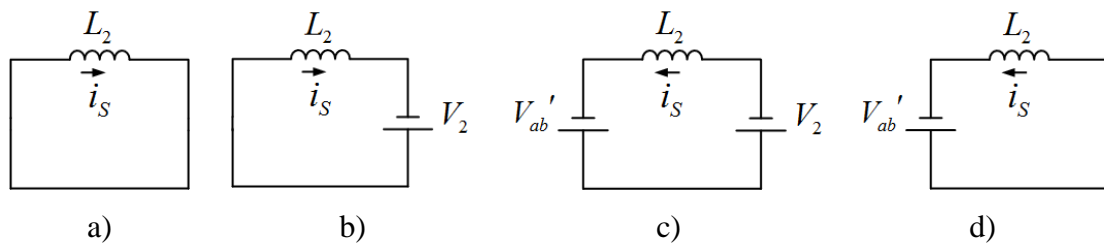
Calculando a relação entre a corrente média de saída da porta 3 do conversor com a tensão de entrada  $V_1$  da porta 1, obtém-se assim o ganho estático da região R12 (4.289).

$$G_{R12} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{|\varphi|^2}{\pi} - |\varphi| - D2\pi + D^2 2\pi + \frac{\pi}{2} \right) \quad (4.289)$$

#### 4.2.13 Análise para região R13

A Figura 4.13 apresenta os circuitos equivalentes para cada etapa de operação na região R13.

Figura 4.13 -Circuitos equivalentes para R13: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

##### 4.2.13.1 Etapas de operação

Nesta seção, são apresentados os circuitos equivalentes para cada etapa de operação e suas respectivas equações do conversor operando na região R13.

✓ **Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de S3**

O circuito equivalente para primeira etapa de operação é mostrado na Figura 4.13(a). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.290) e (4.291).

$$V_{L_2} = 0 \quad (4.290)$$

$$i_{s(l)}(\theta) = i_s(0) \quad (4.291)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.292).

$$\theta_1 = (2D - 1)\pi - |\varphi| \quad (4.292)$$

Substituindo o valor angular (4.292) da etapa na equação (4.291), obtém-se a expressão (4.293).

$$i_s \left( [2D - 1]\pi - |\varphi| \right) = i_s(0) \quad (4.293)$$

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de S7**

O circuito equivalente para a segunda etapa de operação é mostrado na Figura 4.13(b). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.294) e (4.295).

$$V_{L_2} = V_2 \quad (4.294)$$

$$i_{s(m)}(\theta) = \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) \left( \theta - ([2D - 1]\pi - |\varphi|) \right) + i_s \left( [2D - 1]\pi - |\varphi| \right) \quad (4.295)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.296).

$$\theta_2 = (2D - 1)\pi \quad (4.296)$$

Substituindo o valor angular (4.296) da etapa na equação (4.295), obtém-se a expressão (4.297).

$$i_s \left( [2D - 1]\pi \right) = \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) |\varphi| + i_s \left( [2D - 1]\pi - |\varphi| \right) \quad (4.297)$$

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de S1**

O circuito equivalente para terceira etapa de operação é mostrado na Figura 4.13(c). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.298) e (4.299).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' + V_2 \quad (4.298)$$

$$i_{S(III)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - ([2D-1]\pi)) + i_s([2D-1]\pi) \quad (4.299)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.300).

$$\theta_3 = \pi - |\varphi| \quad (4.300)$$

Substituindo o valor angular (4.300) da etapa na equação (4.299), obtém-se a expressão (4.301).

$$i_s(\pi - |\varphi|) = \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) ([2D+2]\pi - |\varphi|) + i_s([2D-1]\pi) \quad (4.301)$$

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de S5**

O circuito equivalente para a quarta etapa de operação é mostrado na Figura 4.13(d). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.302) e (4.303).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' \quad (4.302)$$

$$i_{S(IV)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\theta - [\pi - |\varphi|]) + i_s(\pi - |\varphi|) \quad (4.303)$$

O intervalo angular dessa etapa de operação é definido pela equação (4.304).

$$\theta_4 = \pi \quad (4.304)$$

Substituindo o valor angular (4.304) da etapa na equação (4.303), obtém-se a expressão (4.305).

$$i_s(\pi) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) |\varphi| + i_s(\pi - |\varphi|) \quad (4.305)$$

#### 4.2.13.2 Ganho Estático

O valor médio da corrente de saída da porta 3 ( $I_2$ ) é calculado através da equação (4.306). Pois a transferência de potência para a saída da porta ocorre nas etapas 2 e 3.

$$I_2 = -\frac{2}{\omega T_s} \left[ \underbrace{\int_{(2D-1)\pi-|\varphi|}^{(2D-1)\pi} i_{S(II)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 1}} + \underbrace{\int_{(2D-1)\pi}^{\pi-|\varphi|} i_{S(III)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 2}} \right] \quad (4.306)$$

Devido a corrente no secundário ser CA simétrica, pode-se observar que:

$$\begin{cases} i_s(0) = -i_s(\pi) \\ i_s([2D-1]\pi - |\varphi|) = -i_s(D2\pi - |\varphi|) \\ i_s([2D-1]\pi) = -i_s(D2\pi) \\ i_s(\pi - |\varphi|) = -i_s(2\pi - |\varphi|) \end{cases} \quad (4.307)$$

Aplicando as condições de (4.307) nas equações (4.293), (4.297), (4.301) e (4.305) e resolvendo-se para  $i_s([2D-1]\pi - |\varphi|)$  e  $i_s([2D-1]\pi)$  para encontrar as correntes iniciais nas etapas 2 e 3, obtém-se as equações (4.308) e (4.309).

$$i_s([2D-1]\pi - |\varphi|) = \frac{-V_{ab}' D\pi + V_{ab}' \pi + V_2 D\pi - V_2 \pi}{\omega L_2} \quad (4.308)$$

$$i_s([2D-1]\pi) = \frac{-V_{ab}' D\pi + V_{ab}' \pi + V_2 D\pi - V_2 \pi + V_2 |\varphi|}{\omega L_2} \quad (4.309)$$

Explicitando-se as expressões 1 e 2 da equação (4.306) e substituindo nela as equações (4.308) e (4.309), obtém-se as equações (4.310) e (4.311).



$$\int_{(2D-1)\pi-|\varphi|}^{(2D-1)\pi} i_{S(II)}(\theta)d\theta = \int_{(2D-1)\pi-|\varphi|}^{(2D-1)\pi} \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - ([2D-1]\pi - |\varphi|)) d\theta$$

$$+ \int_{(2D-1)\pi-|\varphi|}^{(2D-1)\pi} \left( \frac{-V_{ab}' D\pi + V_{ab}' \pi + V_2 D\pi - V_2 \pi}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.310)$$

$$\int_{(2D-1)\pi}^{\pi-|\varphi|} i_{S(III)}(\theta)d\theta = \int_{(2D-1)\pi}^{\pi-|\varphi|} \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - ([2D-1]\pi)) d\theta$$

$$+ \int_{(2D-1)\pi}^{\pi-|\varphi|} \left( \frac{-V_{ab}' D\pi + V_{ab}' \pi + V_2 D\pi - V_2 \pi + V_2 |\varphi|}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.311)$$

Resolvendo-se as equações (4.310) e (4.311), e substituindo na equação (4.306), obtém-se a corrente média na saída da porta 3 (4.312).

$$I_2 = \frac{V_1 a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{|\varphi|^2}{2\pi} - 2|\varphi| + D2|\varphi| \right) \quad (4.312)$$

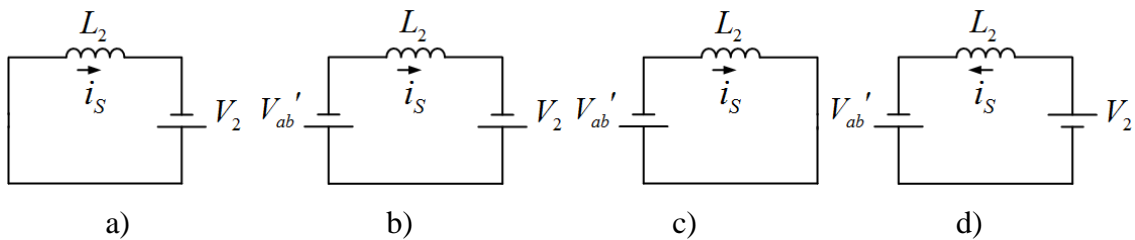
Calculando a relação entre a corrente média de saída da porta 3 do conversor com a tensão de entrada  $V_1$  da porta 1, obtém-se assim o ganho estático da região R2 (4.313).

$$G_{R13} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{|\varphi|^2}{2\pi} - 2|\varphi| + D2|\varphi| \right) \quad (4.313)$$

#### 4.2.14 Análise para região R14

A Figura 4.14 apresenta os circuitos equivalentes para cada etapa de operação na região R14.

Figura 4.14 - Circuitos equivalentes para R14: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.2.14.1 Etapas de operação

Nesta seção, são apresentados os circuitos equivalentes para cada etapa de operação e suas respectivas equações do conversor operando na região R14.

##### ✓ Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de S3

O circuito equivalente para primeira etapa de operação é mostrado na Figura 4.14(a). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.314) e (4.315).

$$V_{L_2} = V_2 \quad (4.314)$$

$$i_{S(I)}(\theta) = \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) \theta + i_s(0) \quad (4.315)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.316).

$$\theta_1 = (2D - 1)\pi \quad (4.316)$$

Substituindo o valor angular (4.316) da etapa na equação (4.315), obtém-se a expressão (4.317).

$$i_s([2D - 1]\pi) = \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) ([2D - 1]\pi) + i_s(0) \quad (4.317)$$

##### ✓ Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de S7

O circuito equivalente para a segunda etapa de operação é mostrado na Figura 4.14(b). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.318) e (4.319).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' + V_2 \quad (4.318)$$

$$i_{S(II)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - [2D - 1]\pi) + i_s([2D - 1]\pi) \quad (4.319)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.320).

$$\theta_2 = \pi - |\varphi| \quad (4.320)$$

Substituindo o valor angular (4.320) da etapa na equação (4.319), obtém-se a expressão (4.321).

$$i_s(\pi - |\varphi|) = \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) ([2 - 2D]\pi - |\varphi|) + i_s([2D - 1]\pi) \quad (4.321)$$

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de S1**

O circuito equivalente para terceira etapa de operação é mostrado na Figura 4.14(c). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.322) e (4.323).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' \quad (4.322)$$

$$i_{s(III)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\theta - [\pi - |\varphi|]) + i_s(\pi - |\varphi|) \quad (4.323)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.324).

$$\theta_3 = D2\pi - |\varphi| \quad (4.324)$$

Substituindo o valor angular (4.324) da etapa na equação (4.323), obtém-se a expressão (4.325).

$$i_s(D2\pi - |\varphi|) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) ([2D - 1]\pi) + i_s(\pi - |\varphi|) \quad (4.325)$$

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de S5**

O circuito equivalente para a quarta etapa de operação é mostrado na Figura 4.14(d). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.326) e (4.327).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' - V_2 \quad (4.326)$$

$$i_{S(IV)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - [D2\pi - |\varphi|]) + i_s(D2\pi - |\varphi|) \quad (4.327)$$

O intervalo angular dessa etapa de operação é definido pela equação (4.328).

$$\theta_4 = \pi \quad (4.328)$$

Substituindo o valor angular (4.328) da etapa na equação (4.327), obtém-se a expressão (4.329).

$$i_s(\pi) = \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) ([1 - 2D]\pi + |\varphi|) + i_s(D2\pi - |\varphi|) \quad (4.329)$$

#### 4.2.14.2 Ganho Estático

O valor médio da corrente de saída da porta 3 ( $I_2$ ) é calculado através da equação (4.330). Pois a transferência de potência para a saída da porta ocorre na etapa 1, 3 e 4.

$$I_2 = \frac{2}{\omega T_s} \left[ \underbrace{\int_0^{(2D-1)\pi} i_{S(I)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 1}} - \underbrace{\int_{(2D-1)\pi}^{\pi-|\varphi|} i_{S(II)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 2}} + \underbrace{\int_{D2\pi-|\varphi|}^{\pi} i_{S(IV)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 3}} \right] \quad (4.330)$$

Devido a corrente no secundário ser CA simétrica, pode-se observar que:

$$\begin{cases} i_s(0) = -i_s(\pi) \\ i_s([2D-1]\pi) = -i_s(D2\pi) \\ i_s(\pi - |\varphi|) = -i_s(2\pi - |\varphi|) \\ i_s(D2\pi - |\varphi|) = -i_s([2D+1]\pi - |\varphi|) \end{cases} \quad (4.331)$$

Aplicando as condições de (4.331) nas equações (4.317), (4.321), (4.325) e (4.329) e resolvendo-se para  $i_s(0)$ ,  $i_s(\pi - |\varphi|)$  e  $i_s([2D-1]\pi)$  para encontrar as correntes iniciais nas etapas 1, 2 e 4, obtém-se as equações (4.332), (4.333) e (4.334).

$$i_S(0) = \frac{V_2|\varphi| + V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi}{\omega L_2} \quad (4.332)$$

$$i_S(\pi - |\varphi|) = \frac{V_{ab}'D\pi - V_{ab}'\pi + V_{ab}'|\varphi| + V_2\pi - V_2D2\pi}{\omega L_2} \quad (4.333)$$

$$i_S([D2-1]\pi) = \frac{V_2D2\pi - V_2\pi + V_2|\varphi| + V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi}{\omega L_2} \quad (4.334)$$

Explicitando-se as expressões 1, 2 e 3 da equação (4.330) e substituindo nela as equações (4.332), (4.333) e (4.334), obtém-se as equações (4.335), (4.336) e (4.337).

$$\int_0^{(2D-1)\pi} i_{S(I)}(\theta) d\theta = \int_0^{(2D-1)\pi} \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) \theta d\theta + \int_0^{(2D-1)\pi} \left( \frac{V_2|\varphi| + V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.335)$$

$$\begin{aligned} \int_{(2D-1)\pi}^{\pi-|\varphi|} i_{S(II)}(\theta) d\theta &= \int_{(2D-1)\pi}^{\pi-|\varphi|} \left( \frac{-V_{ab}' + V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - (2D-1)\pi) d\theta \\ &+ \int_{(2D-1)\pi}^{\pi-|\varphi|} \left( \frac{V_{ab}'D\pi - V_{ab}'\pi + V_{ab}'|\varphi| + V_2\pi - V_2D2\pi}{\omega L_2} \right) d\theta \end{aligned} \quad (4.336)$$

$$\begin{aligned} \int_{D2\pi-|\varphi|}^{\pi} i_{S(IV)}(\theta) d\theta &= \int_{D2\pi-|\varphi|}^{\pi} \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - [D2\pi - |\varphi|]) d\theta \\ &+ \int_{D2\pi-|\varphi|}^{\pi} \left( \frac{V_2D2\pi - V_2\pi + V_2|\varphi| + V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta \end{aligned} \quad (4.337)$$

Resolvendo-se as equações (4.335), (4.336) e (4.337), e substituindo na equação (4.330), obtém-se a corrente média na saída da porta 3 (4.338).

$$I_2 = \frac{V_1 a}{(1-D)\omega L_2} \left[ \frac{|\varphi|^2}{\pi} - |\varphi| - D2\pi + D^2 2\pi + \frac{\pi}{2} \right] \quad (4.338)$$

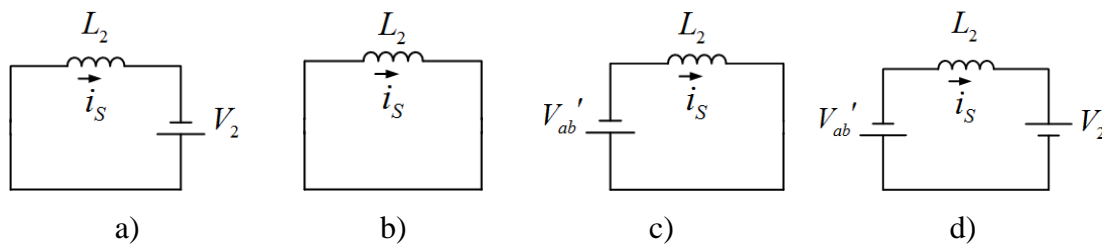
Calculando a relação entre a corrente média de saída da porta 3 do conversor com a tensão de entrada  $V_1$  da porta 1, obtém-se assim o ganho estático da região R14 (4.339).

$$G_{R14} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{|\varphi|^2}{\pi} - |\varphi| - D2\pi + D^2 2\pi + \frac{\pi}{2} \right) \quad (4.339)$$

#### 4.2.15 Análise para região R15

A Figura 4.15 apresenta os circuitos equivalentes para cada etapa de operação na região R15.

Figura 4.15 -Circuitos equivalentes para R15: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

##### 4.2.15.1 Etapas de operação

Nesta seção, são apresentados os circuitos equivalentes para cada etapa de operação e suas respectivas equações do conversor operando na região R15.

##### ✓ Primeira Etapa $[\theta_0, \theta_1]$ : Abertura de S3

O circuito equivalente para primeira etapa de operação é mostrado na Figura 4.15(a). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.340) e (4.341).

$$V_{L_2} = V_2 \quad (4.340)$$

$$i_{s(t)}(\theta) = \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) \theta + i_s(0) \quad (4.341)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.342).

$$\theta_1 = \pi - |\varphi| \quad (4.342)$$

Substituindo o valor angular (4.342) da etapa na equação (4.341), obtém-se a expressão (4.343).

$$i_s(\pi - |\varphi|) = \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) (\pi - |\varphi|) + i_s(0) \quad (4.343)$$

✓ **Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de S7**

O circuito equivalente para a segunda etapa de operação é mostrado na Figura 4.15(b). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.344) e (4.345).

$$V_{L_2} = 0 \quad (4.344)$$

$$i_{s(II)}(\theta) = i_s(\pi - |\varphi|) \quad (4.345)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.346).

$$\theta_2 = (2D - 1)\pi \quad (4.346)$$

Substituindo o valor angular (4.346) da etapa na equação (4.345), obtém-se a expressão (4.347).

$$i_s([2D - 1]\pi) = i_s(\pi - |\varphi|) \quad (4.347)$$

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de S1**

O circuito equivalente para terceira etapa de operação é mostrado na Figura 4.15(c). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.348) e (4.349).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' \quad (4.348)$$

$$i_{s(III)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\theta - [2D - 1]\pi) + i_s([2D - 1]\pi) \quad (4.349)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.350).

$$\theta_3 = D2\pi - |\varphi| \quad (4.350)$$

Substituindo o valor angular (4.350) da etapa na equação (4.349), obtém-se a expressão (4.351).

$$i_s(D2\pi - |\varphi|) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\pi - |\varphi|) + i_s([2D-1]\pi) \quad (4.351)$$

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de S5**

O circuito equivalente para a quarta etapa de operação é mostrado na Figura 4.15(d). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.352) e (4.353).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' - V_2 \quad (4.352)$$

$$i_{s(IV)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - [D2\pi - |\varphi|]) + i_s(D2\pi - |\varphi|) \quad (4.353)$$

O intervalo angular dessa etapa de operação é definido pela equação (4.354).

$$\theta_4 = \pi \quad (4.354)$$

Substituindo o valor angular (4.354) da etapa na equação (4.353), obtém-se a expressão (4.355).

$$i_s(\pi) = \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) ([1-2D]\pi + |\varphi|) + i_s(D2\pi - |\varphi|) \quad (4.355)$$



#### 4.2.15.2 Ganho Estático

O valor médio da corrente de saída da porta 3 ( $I_2$ ) é calculado através da equação (4.356). Pois a transferência de potência para a saída da porta ocorre na etapa 1, 3 e 4.

$$I_2 = \frac{2}{\omega T_s} \left[ \underbrace{- \int_0^{\pi-|\varphi|} i_{S(I)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 1}} + \underbrace{\int_{D2\pi-|\varphi|}^{\pi} i_{S(IV)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 2}} \right] \quad (4.356)$$

Devido a corrente no secundário ser CA simétrica, pode-se observar que:

$$\begin{cases} i_s(0) = -i_s(\pi) \\ i_s(\pi - |\varphi|) = -i_s(2\pi - |\varphi|) \\ i_s([2D-1]\pi) = -i_s(D2\pi) \\ i_s(D2\pi - |\varphi|) = -i_s([2D+1]\pi - |\varphi|) \end{cases} \quad (4.357)$$

Aplicando as condições de (4.357) nas equações (4.343), (4.347), (4.351) e (4.355) e resolvendo-se para  $i_s(0)$  e  $i_s(D2\pi - |\varphi|)$  para encontrar as correntes iniciais nas etapas 1 e 4, obtém-se as equações (4.358) e (4.359).

$$i_s(0) = \frac{V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi - V_2D\pi - V_2|\varphi|}{\omega L_2} \quad (4.358)$$

$$i_s(D2\pi - |\varphi|) = \frac{-V_{ab}'D\pi - V_2D\pi + V_{ab}'|\varphi| + V_2\pi}{\omega L_2} \quad (4.359)$$

Explicitando-se as expressões 1 e 2 da equação (4.356) e substituindo nela as equações (4.358) e (4.359), obtém-se as equações (4.360) e (4.361).

$$\int_0^{\pi-|\varphi|} i_{S(I)}(\theta) d\theta = \int_0^{\pi-|\varphi|} \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) \theta d\theta + \int_0^{\pi-|\varphi|} \left( \frac{V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi - V_2D\pi - V_2|\varphi|}{\omega L_2} \right) d\theta \quad (4.360)$$

$$\int_{D2\pi-|\varphi|}^{\pi} i_{S(IV)}(\theta)d\theta = \int_{D2\pi-|\varphi|}^{\pi} \left( \frac{-V_{ab}' - V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - [D2\pi - |\varphi|]) d\theta$$

$$+ \int_{D2\pi-|\varphi|}^{\pi} \left( \frac{-V_{ab}' D\pi - V_2 D\pi + V_{ab}' |\varphi| + V_2 \pi}{\omega L_2} \right) d\theta$$
(4.361)

Resolvendo-se as equações (4.360) e (4.361), e substituindo na equação (4.356), obtém-se a corrente média na saída da porta 3 (4.362).

$$I_2 = \frac{V_1 a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{|\varphi|^2}{2\pi} + |\varphi| - D2|\varphi| + D2\pi - \frac{3\pi}{2} \right)$$
(4.362)

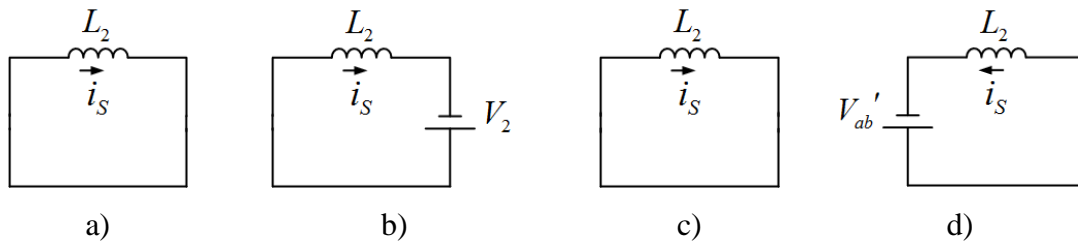
Calculando a relação entre a corrente média de saída da porta 3 do conversor com a tensão de entrada  $V_1$  da porta 1, obtém-se assim o ganho estático da região R15 (4.363).

$$G_{R15} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{|\varphi|^2}{2\pi} + |\varphi| - D2|\varphi| + D2\pi - \frac{3\pi}{2} \right)$$
(4.363)

#### 4.2.16 Análise para região R16

A Figura 4.16 apresenta os circuitos equivalentes para cada etapa de operação na região R16.

Figura 4.16 -Circuitos equivalentes para R16: a) Primeira etapa de operação; b) Segunda etapa de operação; c) Terceira etapa de operação; d) Quarta etapa de operação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 4.2.16.1 Etapas de operação

Nesta seção, são apresentados os circuitos equivalentes para cada etapa de operação e suas respectivas equações do conversor operando na região R16.

#### ✓ Primeira Etapa [ $\theta_0, \theta_1$ ]: Abertura de S3

O circuito equivalente para primeira etapa de operação é mostrado na Figura 4.16(a). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.364) e (4.365).

$$V_{L_2} = 0 \quad (4.364)$$

$$i_{S(L)}(\theta) = i_s(0) \quad (4.365)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.366).

$$\theta_1 = (2D - 1)\pi - |\varphi| \quad (4.366)$$

Substituindo o valor angular (4.366) da etapa na equação (4.365), obtém-se a expressão (4.367).

$$i_s \left( [2D - 1]\pi - |\varphi| \right) = i_s(0) \quad (4.367)$$

#### ✓ Segunda Etapa [ $\theta_1, \theta_2$ ]: Abertura de S7

O circuito equivalente para a segunda etapa de operação é mostrado na Figura 4.16(b). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.368) e (4.369).

$$V_{L_2} = V_2 \quad (4.368)$$

$$i_{S(L)}(\theta) = \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) \left( \theta - ([2D - 1]\pi - |\varphi|) \right) + i_s \left( [2D - 1]\pi - |\varphi| \right) \quad (4.369)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.370).

$$\theta_2 = \pi - |\varphi| \quad (4.370)$$

Substituindo o valor angular (4.370) da etapa na equação (4.369), obtém-se a expressão (4.371).

$$i_s(\pi - |\varphi|) = \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) ([2 - 2D]\pi) + i_s([2D - 1]\pi - |\varphi|) \quad (4.371)$$

✓ **Terceira Etapa [ $\theta_2, \theta_3$ ]: Abertura de S1**

O circuito equivalente para terceira etapa de operação é mostrado na Figura 4.16(c). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.372) e (4.373).

$$V_{L_2} = 0 \quad (4.372)$$

$$i_{s(III)}(\theta) = i_s(\pi - |\varphi|) \quad (4.373)$$

O ângulo final desta etapa de operação é definido pela equação (4.374).

$$\theta_3 = (2D - 1)\pi \quad (4.374)$$

Substituindo o valor angular (4.374) da etapa na equação (4.373), obtém-se a expressão (4.375).

$$i_s([2D - 1]\pi) = i_s(\pi - |\varphi|) \quad (4.375)$$

✓ **Quarta Etapa [ $\theta_3, \theta_4$ ]: Abertura de S5**

O circuito equivalente para a quarta etapa de operação é mostrado na Figura 4.16(d). Pela sua análise, podem-se deduzir as equações (4.376) e (4.377).

$$V_{L_2} = -V_{ab}' \quad (4.376)$$

$$i_{s(IV)}(\theta) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) (\theta - [2D - 1]\pi) + i_s([2D - 1]\pi) \quad (4.377)$$

O intervalo angular dessa etapa de operação é definido pela equação (4.378).

$$\theta_4 = \pi \quad (4.378)$$

Substituindo o valor angular (4.378) da etapa na equação (4.377), obtém-se a expressão (4.379).

$$i_s(\pi) = \left( \frac{-V_{ab}'}{\omega L_2} \right) ([2-2D]\pi) + i_s([2D-1]\pi) \quad (4.379)$$

#### 4.2.16.2 Ganho Estático

O valor médio da corrente de saída da porta 3 ( $I_2$ ) é calculado através da equação (4.380). Pois a transferência de potência para a saída da porta ocorre na etapa 1, 3 e 4.

$$I_2 = -\frac{2}{\omega T_s} \left[ \underbrace{\int_{(2D-1)\pi-|\varphi|}^{\pi-|\varphi|} i_{S(II)}(\theta) d\theta}_{\text{Expressão 1}} \right] \quad (4.380)$$

Devido a corrente no secundário ser CA simétrica, pode-se observar que:

$$\begin{cases} i_s(0) = -i_s(\pi) \\ i_s([2D-1]\pi-|\varphi|) = -i_s(D2\pi-|\varphi|) \\ i_s(\pi-|\varphi|) = -i_s(2\pi-|\varphi|) \\ i_s([2D-1]\pi) = -i_s(D2\pi) \end{cases} \quad (4.381)$$

Aplicando as condições de (4.381) nas equações (4.367), (4.371), (4.375) e (4.379) e resolvendo-se para  $i_s([2D-1]\pi-|\varphi|)$  para encontrar a corrente inicial na etapa 2, obtém-se a equação (4.382).

$$i_s([2D-1]\pi-|\varphi|) = \frac{V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi - V_2\pi + V_2D\pi}{\omega L_2} \quad (4.382)$$

Explicitando-se a expressão 1 da equação (4.380) e substituindo nela a equação (4.382), obtém-se as equações (4.383).

$$\begin{aligned}
\int_{(2D-1)\pi-|\varphi|}^{\pi-|\varphi|} i_{S(II)}(\theta)d\theta &= \int_{(2D-1)\pi-|\varphi|}^{\pi-|\varphi|} \left( \frac{V_2}{\omega L_2} \right) (\theta - ([2D-1]\pi - |\varphi|)) d\theta \\
+ \int_{(2D-1)\pi-|\varphi|}^{\pi-|\varphi|} \left( \frac{V_{ab}'\pi - V_{ab}'D\pi - V_2\pi + V_2D\pi}{\omega L_2} \right) d\theta &
\end{aligned} \tag{4.383}$$

Resolvendo-se as equações (4.383), e substituindo na equação (4.380), obtém-se a corrente média na saída da porta 3 (4.384).

$$I_2 = \frac{V_1 a}{(1-D)\omega L_2} (-D^2 2\pi + D4\pi - 2\pi) \tag{4.384}$$

Calculando a relação entre a corrente média de saída da porta 3 do conversor com a tensão de entrada  $V_1$  da porta 1, obtém-se assim o ganho estático da região R16 (4.385).

$$G_{R16} = \frac{I_2}{V_1} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} (-D^2 2\pi + D4\pi - 2\pi) \tag{4.385}$$

### 4.3 CARACTERÍSTICA EXTERNA

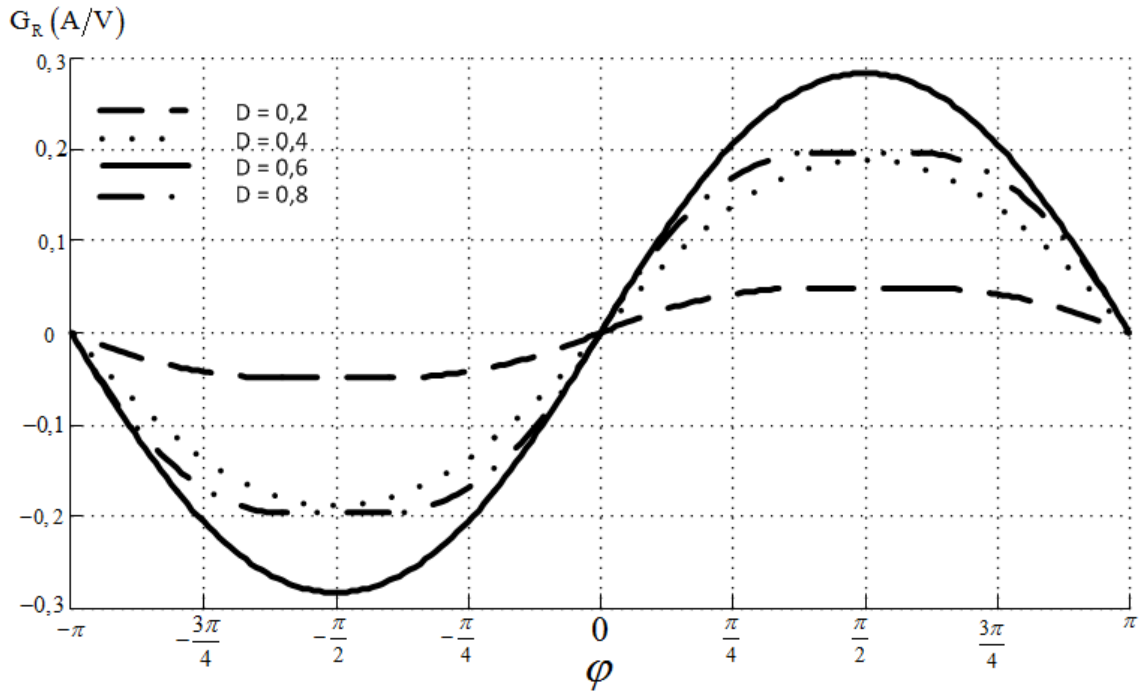
Para obtenção da característica externa é necessário as fronteiras de cada região de operação, sendo que já foi apresentado no início do capítulo anterior. Para a plotagem do gráfico do ganho estático em função do PS, adotaram-se os seguintes valores de razão cíclica: 0,2, 0,4, 0,6 e 0,8.

As equações obtidas neste capítulo (ganho estático) demonstram que algumas regiões de operação não possuem controle por PS para o fluxo de potência, ou seja, não se controla a corrente de saída através desta variável. Adota-se a porta 3 como saída e a porta 1 como entrada.

Na Figura 4.17 é apresentado o ganho estático em função do PS, tendo como parâmetros diversas razões cíclicas, conforme mencionado em textos anteriores desta seção. Percebe-se que algumas regiões não são interessantes para operar, pois se perde o controle por PS.

Para obtenção do ganho estático foi adotado que  $L_2 = 65 \mu H$ ,  $f_s = 50 kHz$  e  $a = 3,2$ .

Figura 4.17 - Ganho estático em função do *phase shift* ( $\varphi$ ) e da razão cíclica ( $D$ ).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Em virtude do conversor possuir os parâmetros de indutância, frequência de comutação e relação de transformação variável para cada projeto, realiza-se a normalização do ganho estático para cada região, visando obter um estudo mais genérico.

Basicamente o ganho estático normalizado  $\bar{G}_R$  é definido pela equação (4.386).

$$\bar{G}_R = \frac{\omega L_2 I_2}{V_1 a} \quad (4.386)$$

Aplicando o conceito de ganho estático normalizado nos ganhos estáticos de cada região de operação do conversor, obtém-se a Tabela 4.1.

Tabela 4.1 –Ganho estático normalizado do conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE.

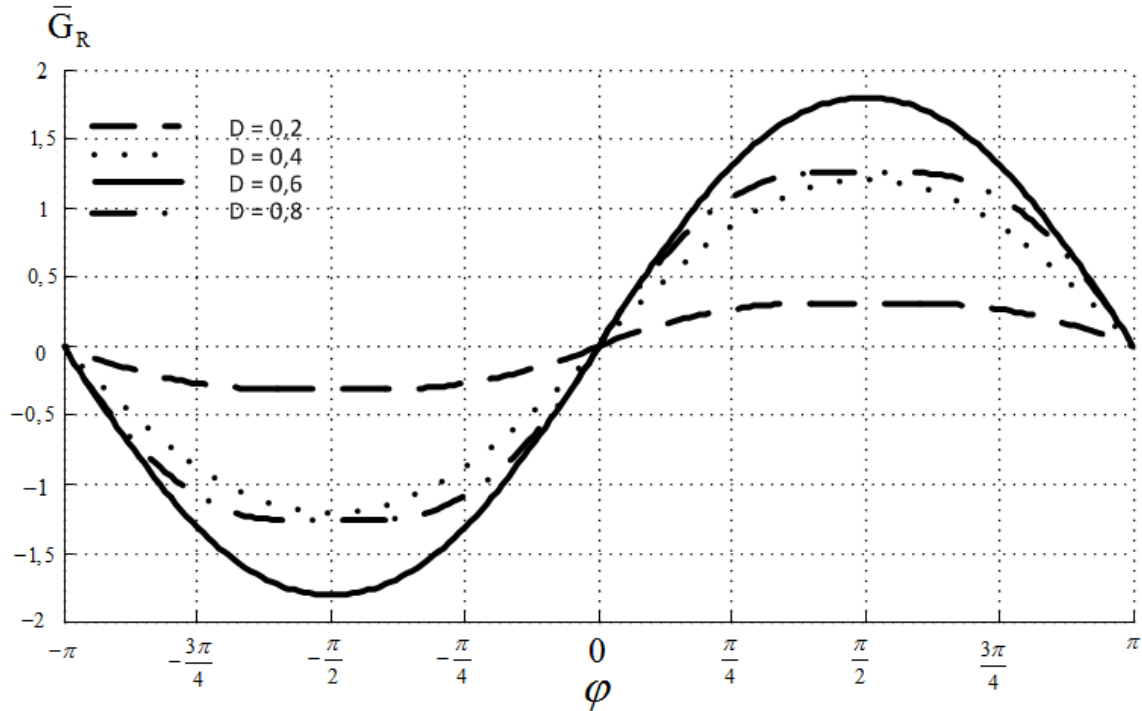
Regiões (R)	Ganho estático normalizado entre a porta 3 e 1 - $G_R$	
	$\varphi \geq 0$	$\varphi < 0$
R1/R9	$\left(\frac{1}{1-D}\right)\left(-\frac{\varphi^2}{2\pi} + D2\varphi\right)$	$\left(\frac{1}{1-D}\right)\left(\frac{ \varphi ^2}{2\pi} - D2 \varphi \right)$
R2/R10	$\left(\frac{1}{1-D}\right)(D^2 2\pi)$	$-\left(\frac{1}{1-D}\right)(D^2 2\pi)$
R3/R11	$\left(\frac{-\frac{\varphi^2}{2\pi} + \varphi - D2\varphi + D2\pi - \frac{\pi}{2}}{1-D}\right)$	$\left(\frac{\frac{ \varphi ^2}{2\pi} -  \varphi  + D2 \varphi  - D2\pi + \frac{\pi}{2}}{1-D}\right)$
R4/R12	$\left(\frac{-\frac{\varphi^2}{\pi} + \varphi + D2\pi - D^2 2\pi - \frac{\pi}{2}}{1-D}\right)$	$\left(\frac{\frac{ \varphi ^2}{\pi} -  \varphi  - D2\pi + D^2 2\pi + \frac{\pi}{2}}{1-D}\right)$
R5/13	$\left(\frac{1}{1-D}\right)\left(-\frac{\varphi^2}{2\pi} + 2\varphi - D2\varphi\right)$	$\left(\frac{1}{1-D}\right)\left(\frac{ \varphi ^2}{2\pi} - 2 \varphi  + D2 \varphi \right)$
R6/R14	$\left(\frac{-\frac{\varphi^2}{\pi} + \varphi + D2\pi - D^2 2\pi - \frac{\pi}{2}}{1-D}\right)$	$\left(\frac{\frac{ \varphi ^2}{\pi} -  \varphi  - D2\pi + D^2 2\pi + \frac{\pi}{2}}{1-D}\right)$
R7/R15	$\left(\frac{-\frac{\varphi^2}{2\pi} - \varphi + D2\varphi - D2\pi + \frac{3\pi}{2}}{1-D}\right)$	$\left(\frac{\frac{ \varphi ^2}{2\pi} +  \varphi  - D2 \varphi  + D2\pi - \frac{3\pi}{2}}{1-D}\right)$
R8/R16	$\left(\frac{1}{1-D}\right)(D^2 2\pi - D4\pi + 2\pi)$	$-\left(\frac{1}{1-D}\right)(D^2 2\pi - D4\pi + 2\pi)$

Fonte: Elaborado pelo autor.

O ganho estático normalizado é apresentado na Figura 4.18. Percebe-se que o ganho estático normalizado mostrado graficamente pode ser utilizado em qualquer projeto, pois está parametrizado.



Figura 4.18 - Ganho estático normalizado em função do *phase shift* ( $\varphi$ ) e da razão cíclica (D).



Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.4 FLUXO DE POTÊNCIA NO DAB-CCTE

Outro estudo de mérito é o fluxo de potência no DAB-CCTE. Sendo que para uma análise mais genérica, colocam-se as equações em p.u.. Basicamente as equações da potência na porta 3, em p.u., pode ser obtida pelas expressões na Tabela 4.2.

Para fins de estudo de forma generalizada, adota-se as expressões definidas em (4.387) como grandezas bases:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{base} = V_{C_1} a \\ I_{base} = \frac{V_{C_1} a}{\omega L_2} \\ P_{base} = V_{base} I_{base} = \frac{(V_{C_1} a)^2}{\omega L_2} \end{array} \right. \quad (4.387)$$

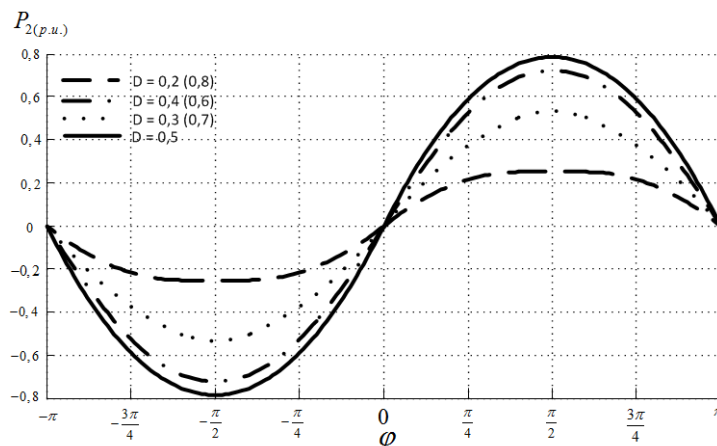
Tabela 4.2 –Fluxo de potência em p.u. das regiões de operação do conversor.

Regiões (R)	Potência na porta 3 (p.u.) - $P_2$	
	$\varphi \geq 0$	$\varphi < 0$
R1/R9	$d \left( -\frac{\varphi^2}{2\pi} + D2\varphi \right)$	$d \left( \frac{ \varphi ^2}{2\pi} - D2 \varphi  \right)$
R2/R10	$d(D^2 2\pi)$	$-d(D^2 2\pi)$
R3/R11	$d \left( -\frac{\varphi^2}{2\pi} + \varphi - D2\varphi + D2\pi - \frac{\pi}{2} \right)$	$d \left( \frac{ \varphi ^2}{2\pi} -  \varphi  + D2 \varphi  - D2\pi + \frac{\pi}{2} \right)$
R4/R12	$d \left( -\frac{\varphi^2}{\pi} + \varphi + D2\pi - D^2 2\pi - \frac{\pi}{2} \right)$	$d \left( \frac{ \varphi ^2}{\pi} -  \varphi  - D2\pi + D^2 2\pi + \frac{\pi}{2} \right)$
R5/13	$d \left( -\frac{\varphi^2}{2\pi} + 2\varphi - D2\varphi \right)$	$d \left( \frac{ \varphi ^2}{2\pi} - 2 \varphi  + D2 \varphi  \right)$
R6/R14	$d \left( -\frac{\varphi^2}{\pi} + \varphi + D2\pi - D^2 2\pi - \frac{\pi}{2} \right)$	$d \left( \frac{ \varphi ^2}{\pi} -  \varphi  - D2\pi + D^2 2\pi + \frac{\pi}{2} \right)$
R7/R15	$d \left( \frac{-\varphi^2}{2\pi} - \varphi + D2\varphi - D2\pi + \frac{3\pi}{2} \right)$	$d \left( \frac{ \varphi ^2}{2\pi} +  \varphi  - D2 \varphi  + D2\pi - \frac{3\pi}{2} \right)$
R8/R16	$d(D^2 2\pi - D4\pi + 2\pi)$	$-d(D^2 2\pi - D4\pi + 2\pi)$

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 4.19 apresenta a potência elétrica (p.u.) na porta 3 do conversor DAB-CCTE.

Figura 4.19 – Potência elétrica na porta 3 do conversor DAB-CCTE.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Percebe-se que para PS positivo o fluxo de potência ocorre da porta 1 para a porta 3 e que no caso do PS negativo, o fluxo de potência se inverte. Como já era esperado, conforme foi apresentado no ganho estático do conversor.

#### 4.5 CONCLUSÕES

Neste Capítulo foi apresentada a análise quantitativa do Conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE.

Foram utilizados os circuitos equivalentes das quatro primeiras etapas de operação, pois as outras quatro etapas eram similares. Para cada etapa, obtiveram-se as equações e então se realizou os cálculos dos ganhos estáticos. Com esta metodologia adotada obteve-se a característica externa do conversor.

No próximo Capítulo será realizada uma abordagem sobre a comutação dos interruptores do conversor DAB-CCTE utilizando o modelo fundamental.

## 5 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO DO CONVERSOR DAB-CCTE

### 5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é realizada a análise da comutação do conversor CC-CC DAB-CCTE a partir do modelo fundamental, no qual são consideradas somente as componentes fundamentais das tensões do circuito. Sendo que o modelo fundamental já foi aplicado em (DE DONCKER *et al*, 1991) no DAB e recentemente por (DOS SANTOS, 2011).

A análise do modelo, que tem como base o circuito elétrico da máquina síncrona, apresenta as expressões básicas que caracterizam a transferência de potência ativa, além do conteúdo reativo que poderá circular através do conversor.

### 5.2 ANÁLISE DO MODELO FUNDAMENTAL

Adota-se o modelo fundamental na análise do conversor DAB-CCTE para obtenção das características de fluxo de potência e comutação dos interruptores. Para tanto, encontra-se a potência elétrica do circuito em função do PS e da razão cíclica  $D$ .

Como foi visualizado nos dois capítulos anteriores, o conversor apresenta dezesseis regiões de operação. Com o modelo fundamental é possível simplificar a análise e obter uma representação matemática da potência ativa no transformador do conversor.

A topologia pode ser simplificada pela indutância de dispersão do transformador conectada em fontes de tensão de onda de três níveis controladas defasadas através do PS. As fontes com ondas quase quadradas são substituídas por suas respectivas componentes fundamentais e a tensão  $V_{ab}$  é refletida ao lado do secundário do circuito. Este modelo assimila-se ao circuito equivalente da máquina síncrona e deve apresentar propriedades semelhantes.

Para obtenção das principais equações no transformador do conversor, o circuito que representa o conversor é apresentado na Figura 5.1, onde basicamente verifica-se a simplicidade do modelo.

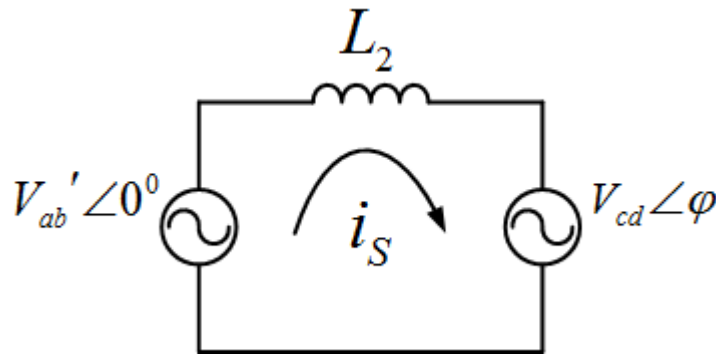
### 5.3 VALOR EFICAZ DA TENSÃO FUNDAMENTAL

A magnitude da tensão no elo CC (porta 2 do conversor) refletida para o secundário varia em módulo com a razão cíclica  $D$ , de acordo com (5.1).

$$V_{ab}' = V_{c1} a e^{j0} \quad (5.1)$$

Onde  $V_{c1}$  é o valor médio da tensão no elo CC do capacitor  $C_1$  do conversor proposto.

Figura 5.1 -Modelo fundamental da topologia do conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE



Fonte: Elaborado pelo autor.

A magnitude de  $V_{ab}'$  é obtida utilizando a análise de Fourier em (5.2), considerando somente a primeira componente do espectro harmônico. Na Figura 5.2 ( $D < 0,5$ ) e 5.3 ( $D \geq 0,5$ ) estão representadas as formas de onda quase quadradas em análise de  $v_f(t)$ . A componente média  $a_0$  é nula e assim será retirada do estudo do valor eficaz destas formas de onda em CA.

$$v_f(t) = \frac{a_0}{2} + [a_1 \cos(2\pi f_s t) + b_1 \sin(2\pi f_s t)] \quad (5.2)$$

Onde:

$$a_0 = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} v_f(t) dt \quad (5.3)$$

$$a_1 = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} v_f(t) \cos(2\pi f_s t) dt \quad (5.4)$$

$$b_1 = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} v_f(t) \sin(2\pi f_s t) dt \quad (5.5)$$

Para calcular  $a_1$  e  $b_1$ , é necessário extrair da Figura 5.2 a função da forma de onda, sendo expressa por (5.6):

$$v_f(t)_{D<0,5} = \begin{cases} -V_{dc}, & \text{para } 0 \leq t < DT_s \\ 0, & \text{para } DT_s \leq t < \frac{T_s}{2} \\ +V_{dc}, & \text{para } \frac{T_s}{2} \leq t < (D+0,5)T_s \\ 0, & \text{para } (D+0,5)T_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (5.6)$$

Já na Figura 5.3 é extraída a função da forma de onda, sendo vista na equação (5.7):

$$v_f(t)_{D \geq 0,5} = \begin{cases} -V_{dc}, & \text{para } 0 \leq t < (D-0,5)T_s \\ 0, & \text{para } (D-0,5)T_s \leq t < \frac{T_s}{2} \\ +V_{dc}, & \text{para } \frac{T_s}{2} \leq t < DT_s \\ 0, & \text{para } DT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (5.7)$$

Substituindo (5.6) ou (5.7) em (5.4) e (5.5), obtém-se (5.8) e (5.9), respectivamente.

$$a_1 = \frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} -V_{dc} \cos(2\pi f_s t) dt + \int_{\frac{T_s}{2}}^{(D+0,5)T_s} V_{dc} \cos(2\pi f_s t) dt \right] \quad (5.8)$$

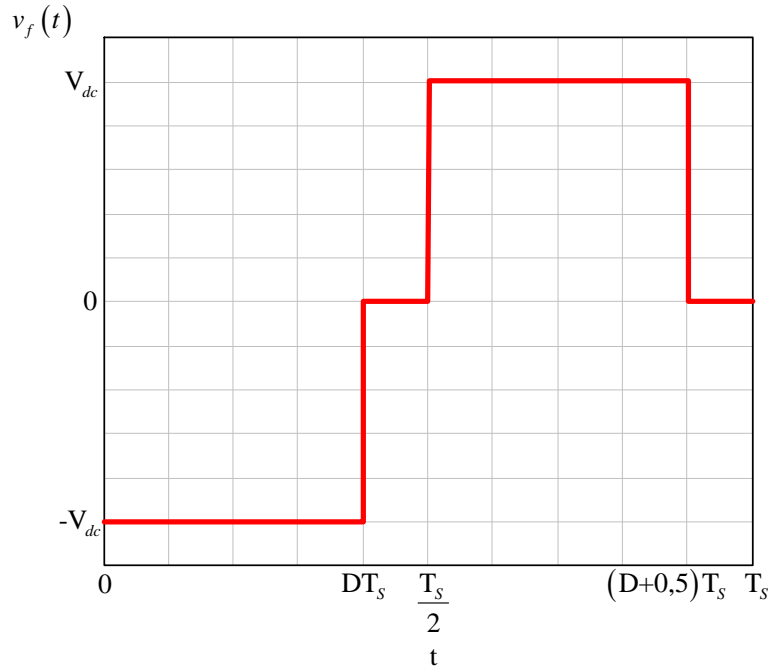
$$b_1 = \frac{2}{T_s} \left[ \int_0^{DT_s} -V_{dc} \sin(2\pi f_s t) dt + \int_{\frac{T_s}{2}}^{(D+0,5)T_s} V_{dc} \sin(2\pi f_s t) dt \right] \quad (5.9)$$

Resolvendo-se as equações anteriores, obtém-se (5.10) e (5.11):

$$a_1 = \frac{-2V_{dc}}{\pi} \sin(D2\pi) \quad (5.10)$$

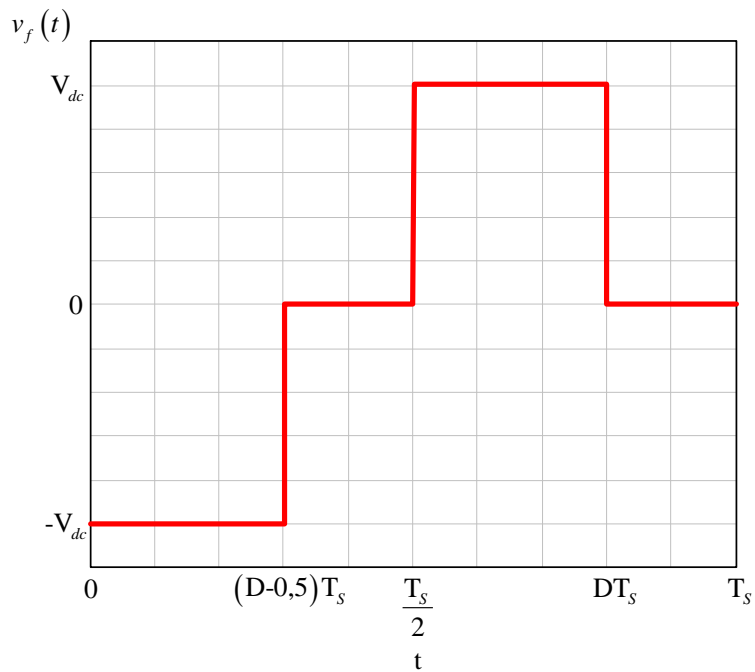
$$b_1 = \frac{-4V_{dc}}{\pi} \sin^2(D\pi) \quad (5.11)$$

Figura 5.2 –Tensão em  $V_{ab}$  para análise de Fourier, com  $D < 0,5$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.3 –Tensão em  $V_{ab}$  para análise de Fourier, com  $D \geq 0,5$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Aplicando o conceito de tensão eficaz e utilizando (5.2) sem o valor médio, tem-se:

$$V_{ab,ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} [a_1 \cos(2\pi f_s t) + b_1 \sin(2\pi f_s t)]^2 dt} \quad (5.12)$$

Através da substituição de (5.10) e (5.11) em (5.12) é obtida a expressão da magnitude da tensão eficaz da componente fundamental no elo CC (5.13). Já na equação (5.14) é apresentada a tensão  $V_{ab}$  refletida para o secundário.

$$V_{ab,ef} = \frac{2\sqrt{2}V_{c1} \sin(D\pi)}{\pi} \quad (5.13)$$

$$V_{ab,ef}' = \frac{2\sqrt{2}V_{c1} a \sin(D\pi)}{\pi} \quad (5.14)$$

Para o cálculo da magnitude da tensão eficaz de  $V_{cd}$  utiliza-se a expressão (5.15).

$$V_{cd,ef} = \frac{2\sqrt{2}V_2 \sin(D\pi)}{\pi} \quad (5.15)$$

#### 5.4 FLUXO DE POTÊNCIA DO MODELO FUNDAMENTAL

A potência elétrica do modelo é obtida aplicando-se as leis de Kirchhoff das tensões no circuito da Figura 5.1. Com isso obtém-se a corrente fasorial (5.16):

$$\hat{I}_S(\varphi, D) = \frac{V_{ab,ef}' e^{j0} - V_{cd,ef} e^{j\varphi}}{jX_{L_2}} \quad (5.16)$$

Onde  $X_{L_2}$  representa a reatância de dispersão do transformador em adição a uma indutância externa.

Substituindo-se (5.14) e (5.15) em (5.16) e também a reatância por seu valor em função de indutância e frequência, obtém-se a equação final para a corrente fasorial (5.17).



$$\hat{I}_s(\varphi, D) = \frac{j \left[ -V_{ab,ef}' + V_{cd,ef} \cos(\varphi) \right] + V_{cd,ef} \sin(\varphi)}{\omega L_2} \quad (5.17)$$

Realizando o produto entre a corrente fasorial (5.17) e a tensão eficaz  $V_{cd}$  (5.15), encontra-se a potência elétrica aparente processada pelo transformador (5.18), sendo que a potência ativa e reativa é apresentada nas equações (5.19) e (5.20), respectivamente:

$$S_{2(mf)} = \frac{V_{ab,ef}' V_{cd,ef} \sin(\varphi) + j \left[ V_{ab,ef}' V_{cd,ef} \cos(\varphi) - (V_{cd,ef})^2 \right]}{\omega L_2} \quad (5.18)$$

$$P_{2(mf)} = \frac{V_{ab,ef}' V_{cd,ef} \sin(\varphi)}{\omega L_2} \quad (5.19)$$

$$Q_{2(mf)} = \frac{V_{ab,ef}' V_{cd,ef} \cos(\varphi) - (V_{cd,ef})^2}{\omega L_2} \quad (5.20)$$

Substituindo as equações (5.14) e (5.15) em (5.19) e (5.20), obtêm-se as equações (5.21) e (5.22):

$$P_{2(mf)} = \frac{8V_{c1} V_2 a \sin^2(D\pi) \sin(\varphi)}{\pi^2 \omega L_2} \quad (5.21)$$

$$Q_{2(mf)} = \frac{8V_2 \sin^2(D\pi)}{\pi^2 \omega L_2} (V_2 - V_{c1} a \cos(\varphi)) \quad (5.22)$$

Normalizando as grandezas em função das grandezas bases definidas na expressão (4.387), obtêm-se as equações (5.23) e (5.24):

$$P_{2(mf),p.u.} = \frac{8d \sin^2(D\pi) \sin(\varphi)}{\pi^2} \quad (5.23)$$

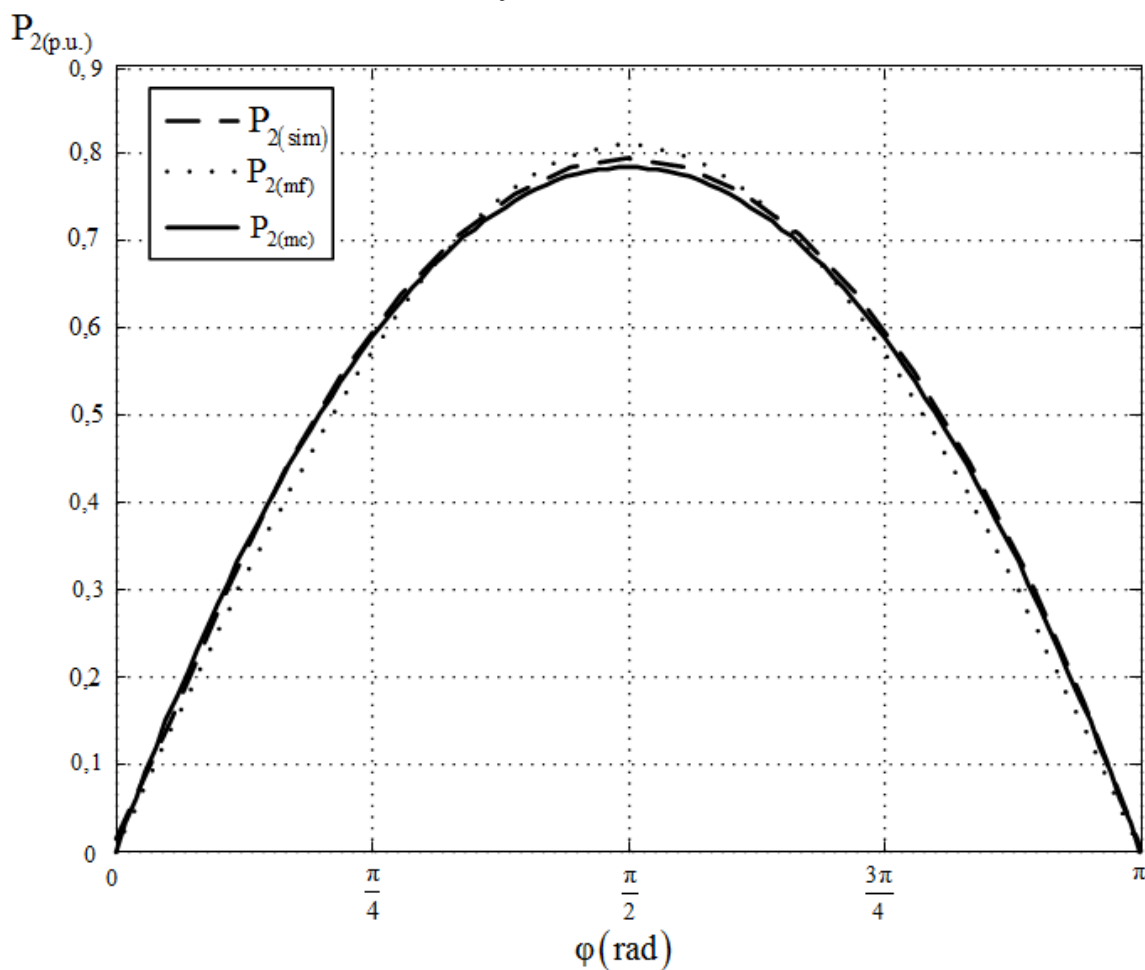
$$Q_{2(mf),p.u.} = \frac{8 \sin^2(D\pi)}{\pi^2} (d^2 - d \cos(\varphi)) \quad (5.24)$$

O fator de potência  $FP$  do modelo é apresentado na equação (5.25), onde  $\alpha$  representa o deslocamento de fase da corrente em relação à tensão nos enrolamentos do transformador:

$$FP = \cos(\alpha) = \frac{d \sin(\varphi)}{\sqrt{d^2 - 2d \cos(\varphi) + 1}} \quad (5.25)$$

Na Figura 5.4 apresenta-se um comparativo entre a potência ativa do modelo considerando todas as equações obtidas no capítulo 4 (modelo completo) e o modelo fundamental obtido neste capítulo. Percebe-se que o modelo fundamental é bastante similar ao completo, portanto pode ser considerada uma boa aproximação em um estudo inicial. Além disso, os resultados de simulação comprovam os dois modelos.

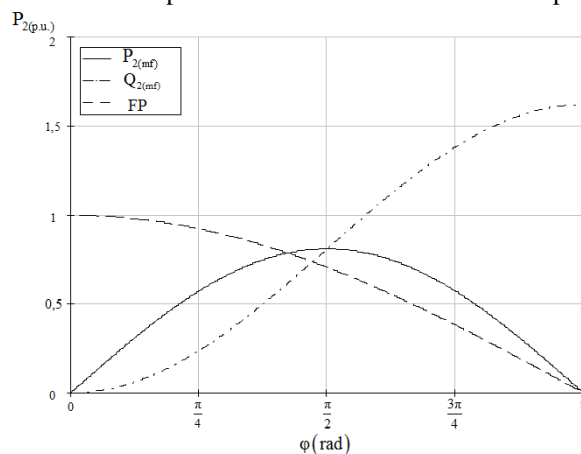
Figura 5.4 – Comparativo entre o modelo fundamental, modelo completo e resultados de simulação para validação do DAB-CCTE.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Outro ponto relevante do conversor é a questão envolvendo o fator de potência, pois está diretamente ligado com os valores eficazes de corrente no primário do conversor e também com o rendimento global da topologia. Na Figura 5.5 é apresentado o fator de potência da topologia, além da potência ativa e reativa obtidas pelo modelo fundamental. Sendo considerados  $D = 0,5$  e  $d = 1$  para obtenção do gráfico. Percebe-se que a potência ativa e reativa que circula no transformador são iguais quando o PS é  $\pi/2$ .

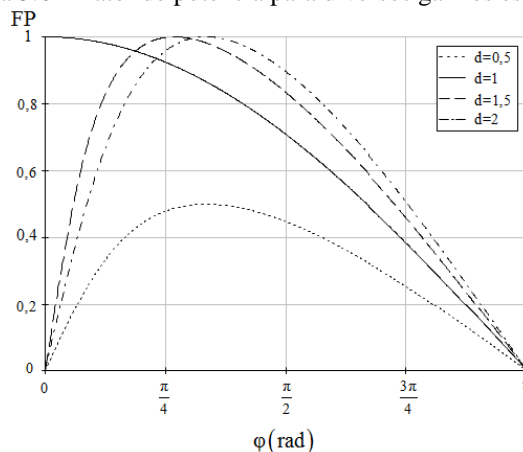
Figura 5.5 – Potência ativa e reativa pelo modelo fundamental e fator de potência do DAB-CCTE.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 5.6 é apresentado o fator de potência para diferentes valores de ganho estático no transformador ( $d$ ). Visualiza-se claramente que para  $d=1$  obtém-se os melhores valores para o fator de potência. Sendo também possível verificar que para  $d$  igual a 0,5, 1,5 e 2 não é interessante operar com estes ganhos estáticos, pois a estrutura possui baixo fator de potência para PS com valores reduzidos.

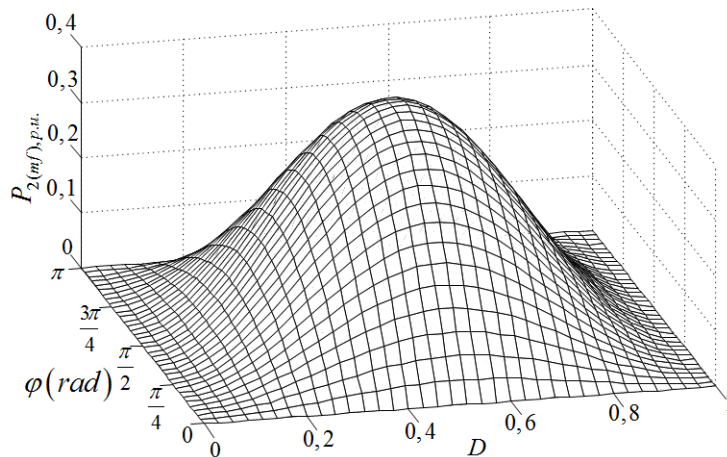
Figura 5.6 – Fator de potência para diversos ganhos estáticos.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.7 apresenta o fluxo de potência ativa do conversor em p.u. em função do PS e de D para ganho estático  $d=0,5$ . A potência ativa é máxima quando D é 0,5 e o PS é  $\pi/2$ , mas para valores extremos de D e PS mostra-se que a potência decresce.

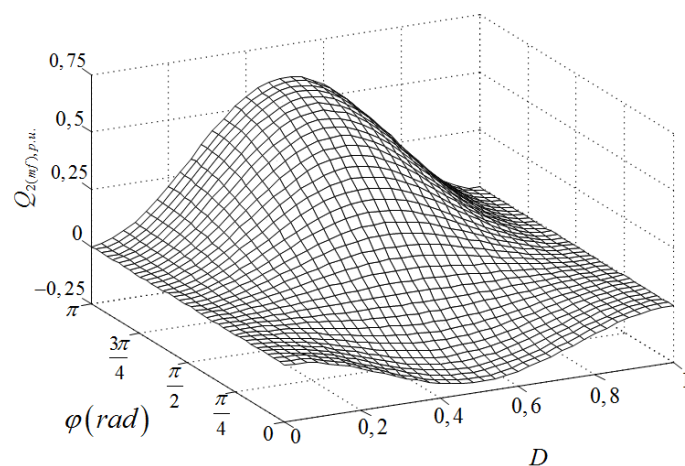
Figura 5.7 – Fluxo de potência ativa em função do *phase shift* ( $\varphi$ ) e da razão cíclica (D) para  $d=0,5$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.8 apresenta o fluxo de potência reativa do conversor em p.u. em função do PS e de D para ganho estático  $d=0,5$ . Analisando o fluxo de potência reativa, percebe-se que para pequenos valores de PS e D próximo de 0,5 a potência reativa é elevada. Para o D continuando próximo de 0,5 o valor da potência reativa decresce e inverte-se a defasagem entre a tensão e a corrente no transformador com o PS crescente.

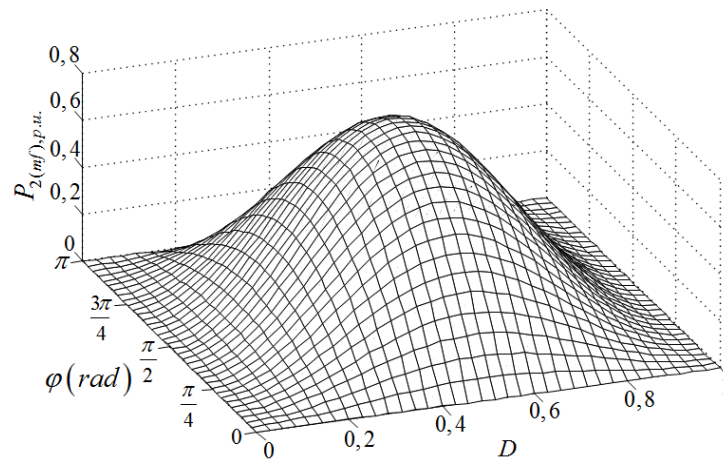
Figura 5.8 – Fluxo de potência reativa em função do *phase shift* ( $\varphi$ ) e da razão cíclica (D) para  $d=0,5$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.9 apresenta o fluxo de potência ativa do conversor em p.u. em função do PS e de D para ganho estático  $d=1$ . O comportamento da potência ativa no transformador para  $d=1$  é bastante similar ao de  $d=0,5$ , mas apresenta um maior valor de potência ativa.

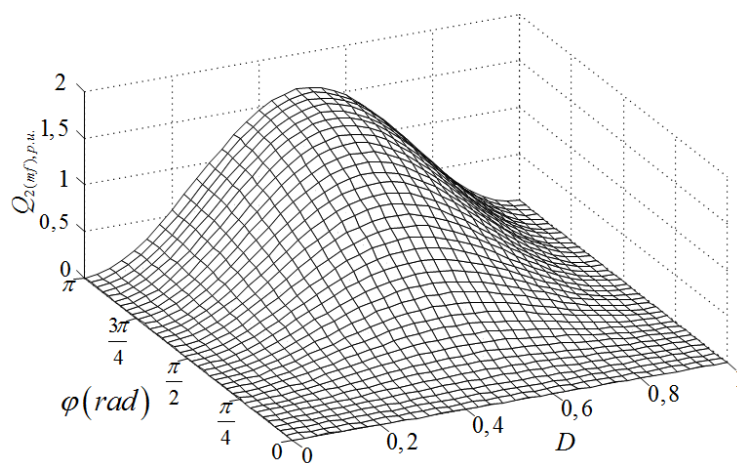
Figura 5.9 – Fluxo de potência ativa em função do *phase shift* ( $\varphi$ ) e da razão cíclica (D) para  $d=1$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.10 apresenta o fluxo de potência reativa do conversor em p.u. em função do PS e de D para ganho estático  $d=1$ . Percebe-se que é interessante atuar em valores de PS abaixo de  $\frac{\pi}{4}$ , pois a potência reativa que irá circular pelo transformador será reduzida.

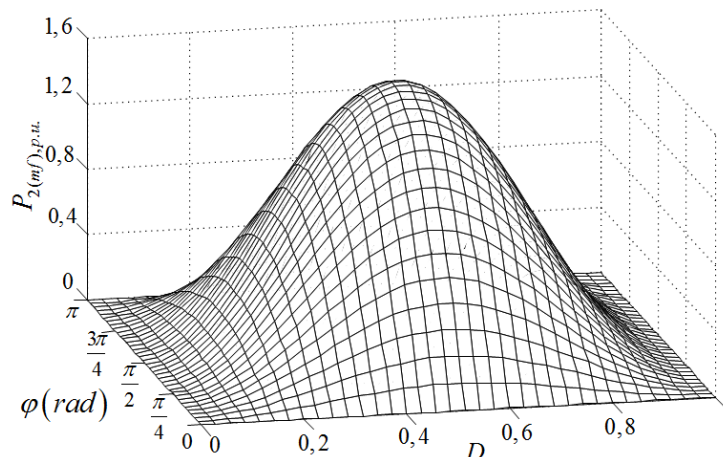
Figura 5.10 – Fluxo de potência reativa em função do *phase shift* ( $\varphi$ ) e da razão cíclica (D) para  $d=1$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.11 apresenta o fluxo de potência ativa do conversor em p.u. em função do PS e de D para ganho estático  $d=2$ . Visualizando a característica de potência ativa para este caso, pode-se obter um valor de potência ativa maior que para  $d$  igual a 0,5 ou 1.

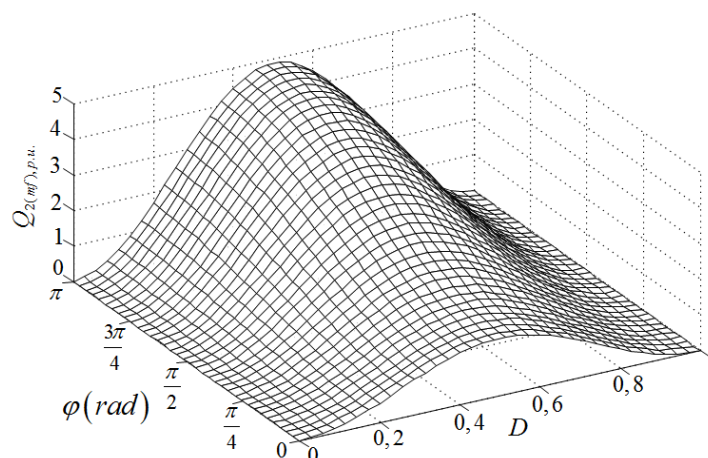
Figura 5.11 – Fluxo de potência ativa em função do *phase shift* ( $\varphi$ ) e da razão cíclica (D) para  $d=2$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.12 apresenta o fluxo de potência reativa do conversor em p.u. em função do PS e de D para ganho estático  $d=2$ . Dentre todos os casos analisados para o  $d$  como parâmetro, visualiza-se que para este caso, o valor já é considerável de potência reativa mesmo para valores baixos do PS. Portanto trata-se de uma forma de operação indesejável para o conversor.

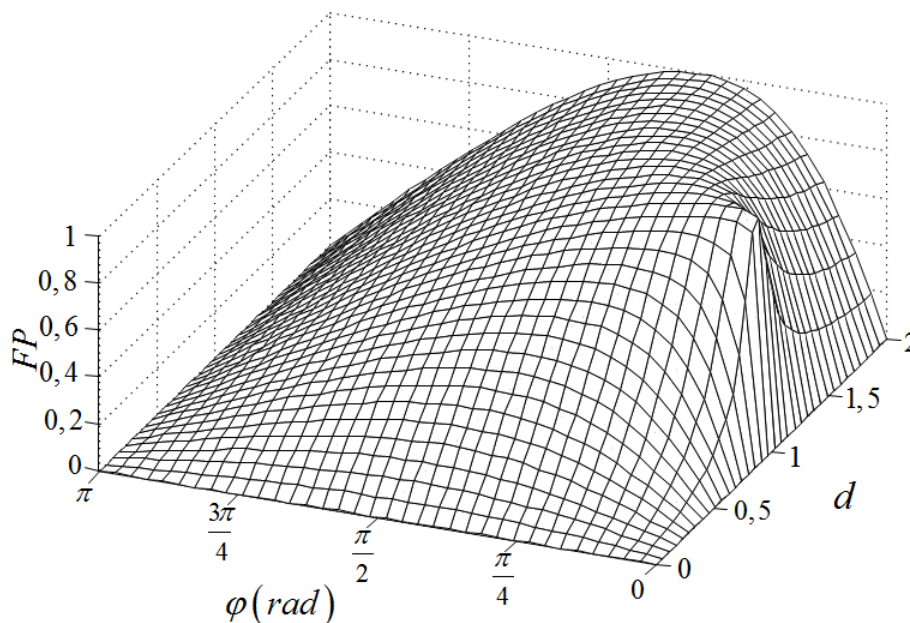
Figura 5.12 – Fluxo de potência reativa em função do *phase shift* ( $\varphi$ ) e da razão cíclica (D) para  $d=2$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 5.13 apresenta o fator de potência do conversor em p.u. em função do PS e de  $d$  (ganho estático no transformador). Visualiza-se que o fator de potência é ideal para valores de  $d=1$  em ângulos reduzidos. Outro detalhe importante é que o FP é próximo a unidade em  $d=2$  e o PS próximo de  $45^\circ$  ( $\pi/4$ ), mas caso o PS varie para outros pontos com este  $d=2$ , o valor do FP é reduzido bastante.

Figura 5.13 – Fator de potência em função do *phase shift* ( $\varphi$ ) e do ganho estático ( $d$ ).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Embora para  $d=2$  e PS de  $45^\circ$  aproximadamente, o fator é próximo à unidade, mas para ângulos pequenos com este  $d=2$  o fator de potência decresce rapidamente e eleva as perdas no conversor.

## 5.5 CARACTERIZAÇÃO DA COMUTAÇÃO DOS INTERRUPTORES

Para realizar a caracterização da comutação dos interruptores, analisa-se a corrente no secundário do transformador variando no tempo (5.26):

$$i_s(\omega t) = \sqrt{2}I_s(\varphi, D)\sin(\omega t - \alpha) \quad (5.26)$$

Onde  $\alpha$  é o ângulo de defasagem da corrente em relação à tensão e é apresentada na equação (5.27):

$$\alpha = \arctan \frac{\text{Im}[\hat{I}_s(\varphi, D)]}{\text{Re}[\hat{I}_s(\varphi, D)]} \quad (5.27)$$

Solucionando (5.25) a partir de (5.17), obtém-se a equação (5.28).

$$\alpha = \arctan \left( \frac{1 - d \cos(\varphi)}{d \sin(\varphi)} \right) \quad (5.28)$$

As condições para que ocorra comutação suave nos interruptores são mostradas na expressão (5.29).

$$\begin{cases} i_s(0) > 0, & \text{Para interruptores inferiores da ponte 1} \\ i_s(D2\pi) < 0, & \text{Para interruptores superiores da ponte 1} \\ i_s(\varphi) < 0, & \text{Para interruptores inferiores da ponte 2} \\ i_s(\varphi + D2\pi) > 0, & \text{Para interruptores superiores da ponte 2} \end{cases} \quad (5.29)$$

### 5.5.1 Interruptores inferiores da Ponte 1

A comutação suave ZVS dos interruptores inferiores ( $S_1$  e  $S_2$ ) da ponte 1 ocorre quando a condição limítrofe (5.30) é satisfeita. Realizando a substituição de (5.30) em (5.26), obtém-se (5.30).

$$i_s(0) = 0 \quad (5.30)$$

$$\sin(-\alpha) = 0 \quad (5.31)$$

O ganho estático de borda para o interruptor inferior da ponte 1 (5.32), no qual delimita as regiões de comutação suave e dissipativa, é obtida substituindo (5.28) em (5.31).

$$d_{i1} = \frac{1}{\cos(\varphi)} \quad (5.32)$$

A potência de borda (5.33) é encontrada aplicando (5.32) em (5.23).



$$P_{ii1} = \frac{8V_{c1}V_2a \sin^2(D\pi) \tan(\varphi)}{\pi^2 \omega L_2} \quad (5.33)$$

A potência de borda em p.u. é computada através da expressão (5.34).

$$P_{ii1,p.u.} = \frac{8d \sin^2(D\pi) \tan(\varphi)}{\pi^2} \quad (5.34)$$

### 5.5.2 Interruptores superiores da Ponte 1

A comutação suave ZVS dos interruptores superiores ( $S_3$  e  $S_4$ ) da ponte 1 ocorre quando a condição limítrofe (5.35) é satisfeita. Realizando a substituição de (5.35) em (5.26), obtém-se (5.36).

$$i_s(D2\pi) = 0 \quad (5.35)$$

$$\sin(D2\pi - \alpha) = 0 \quad (5.36)$$

O ganho estático de borda para o interruptor superior da ponte 1 (5.37), no qual delimita as regiões de comutação suave e dissipativa, é obtida substituindo (5.28) em (5.36).

$$d_{is1} = \frac{1}{\tan(D2\pi) \sin(\varphi) + \cos(\varphi)} \quad (5.37)$$

A potência de borda (5.38) é encontrada aplicando (5.37) em (5.23).

$$P_{is1} = \frac{8V_{c1}V_2a \sin^2(D\pi)}{\pi^2 \omega L_2} \left( \frac{\tan(\varphi)}{\tan(D2\pi) \tan(\varphi) + 1} \right) \quad (5.38)$$

A potência de borda em p.u. é computada através da expressão (5.39).

$$P_{is1,p.u.} = \frac{8d \sin^2(D\pi)}{\pi^2} \left( \frac{\tan(\varphi)}{\tan(D2\pi) \tan(\varphi) + 1} \right) \quad (5.39)$$

### 5.5.3 Interruptores inferiores da Ponte 2

A comutação suave ZVS dos interruptores inferiores ( $S_5$  e  $S_6$ ) da ponte 2 ocorre quando a condição limítrofe (5.29) é satisfeita. Realizando a substituição de (5.40) em (5.26), obtém-se (5.41).

$$i_s(\varphi) = 0 \quad (5.40)$$

$$\sin(\varphi - \alpha) = 0 \quad (5.41)$$

O ganho estático de borda para o interruptor superior da ponte 2 (5.42), no qual delimita as regiões de comutação suave e dissipativa, é obtida substituindo (5.28) em (5.41).

$$d_{ii2} = \frac{1}{\tan(\varphi)\sin(\varphi) + \cos(\varphi)} \quad (5.42)$$

A potência de borda (5.43) é encontrada aplicando (5.42) em (5.23).

$$P_{ii2} = \frac{8V_{c1}V_2a\sin^2(D\pi)}{\pi^2\omega L_2} \left( \frac{\tan(\varphi)}{\tan^2(\varphi) + 1} \right) \quad (5.43)$$

A potência de borda em p.u. é computada através da expressão (5.44).

$$P_{ii2,p.u.} = \frac{8d\sin^2(D\pi)}{\pi^2} \left( \frac{\tan(\varphi)}{\tan^2(\varphi) + 1} \right) \quad (5.44)$$

### 5.5.4 Interruptores superiores da Ponte 2

A comutação suave ZVS dos interruptores superiores ( $S_7$  e  $S_8$ ) da ponte 2 ocorre quando a condição limítrofe (5.45) é satisfeita. Realizando a substituição de (5.45) em (5.26), obtém-se (5.46).

$$i_s(\varphi) = 0 \quad (5.45)$$

$$\sin(\varphi - \alpha) = 0 \quad (5.46)$$

O ganho estático de borda para o interruptor superior da ponte 1 (5.47), no qual delimita as regiões de comutação suave e dissipativa, é obtida substituindo (5.28) em (5.46).

$$d_{is2} = \frac{1}{\tan(\varphi + D2\pi)\sin(\varphi) + \cos(\varphi)} \quad (5.47)$$

A potência de borda (5.48) é encontrada aplicando (5.47) em (5.23).

$$P_{is2} = \frac{8V_{c1}V_2a \sin^2(D\pi)}{\pi^2 \omega L_2} \left( \frac{\tan(\varphi)}{\tan(\varphi + D2\pi)\tan(\varphi) + 1} \right) \quad (5.48)$$

A potência de borda em p.u. é computada através da expressão (5.49).

$$P_{is2,p.u.} = \frac{8d \sin^2(D\pi)}{\pi^2} \left( \frac{\tan(\varphi)}{\tan(\varphi + D2\pi)\tan(\varphi) + 1} \right) \quad (5.49)$$

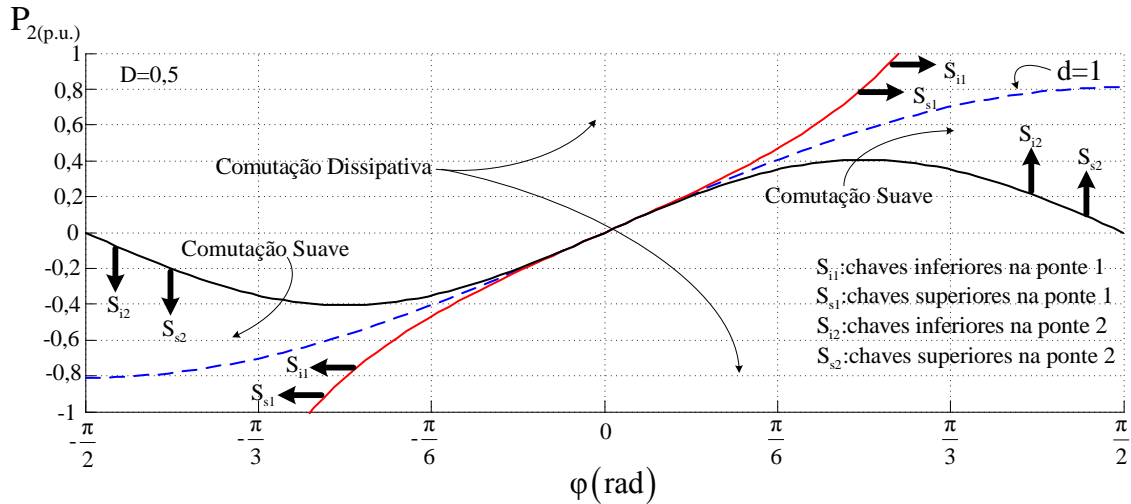
## 5.6 CURVA DE COMUTAÇÃO SUAVE

O estudo da comutação suave no conversor é de suma importância para reduzir as perdas elétricas. Assim, pode-se obter um maior rendimento da topologia.

A Figura 5.14 apresenta a curva de comutação suave para  $D=0,5$ . É possível analisar em quais condições ocorre comutação suave ZVS nos interruptores do conversor DAB-CCTE.

Percebe-se que todos os interruptores da topologia apresentam comutação suave ZVS para qualquer variação de carga, sendo necessário apenas realizar o PS e que o ganho estático no transformador ( $d$ ) seja unitário. Caso o conversor opere em outras condições de carga, a comutação será dissipativa na entrada em condução e comutação ZCS no bloqueio dos interruptores.

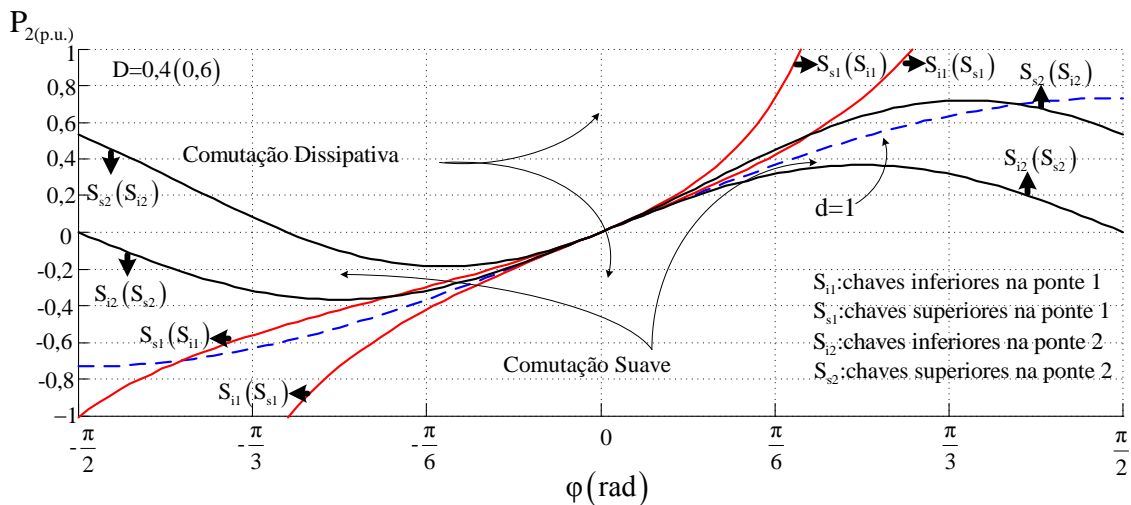
Figura 5.14 – Curva de comutação suave ZVS para o conversor operando com  $D=0,5$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Já na Figura 5.15 é apresentada a curva de comutação suave para  $D$  igual a 0,4 e 0,6, respectivamente. Percebe-se que para cada grupo de interruptores, inferiores ou superiores, na ponte 1 ou na ponte 2, o limite da comutação suave é diferenciado. Entretanto, a curva demonstra uma característica nos interruptores bastante interessante, pois os interruptores inferiores da ponte 1 quando operam em comutação suave para  $D=0,4$ , a mesma curva é válida para os interruptores superiores da ponte 1 quando operam com  $D=0,6$ . Isto ocorre para os demais interruptores da topologia. Na região de comutação dissipativa, os interruptores operam com comutação dissipativa na entrada em condução e comutação ZCS no bloqueio.

Figura 5.15 – Curva de comutação suave ZVS para o conversor operando com  $D=0,4$  (0,6).



Fonte: Elaborado pelo autor.

## 5.7 CONCLUSÕES

Neste Capítulo, foi apresentado o modelo fundamental para estudo do fluxo de potência no transformador. Além da realização do estudo da comutação suave ZVS nos interruptores da topologia.

Por fim, mostraram-se as condições para comutação suave em todos os interruptores. Através de representações gráficas é notória que algumas chaves comutam em condições mais favoráveis do que outras.

## 6 DIMENSIONAMENTO E PROJETO DO CONVERSOR DAB-CCTE

### 6.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será realizado o projeto dos componentes do conversor. Inicialmente, realiza-se um estudo da modelagem e controle do conversor DAB-CCTE, mostrando a modelagem por *gyrator* (BARAZARTE *et al*, 2010) e (EHSANI *et al*, 1993).

Adicionalmente, realiza-se o dimensionamento dos componentes do circuito de potência, sendo um dos pontos críticos os elementos magnéticos.

Finaliza-se demonstrando a aplicação do conversor em sistema fotovoltaico, conforme proposto no trabalho.

### 6.2 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR

#### 6.2.1 Indutor $L_1$

O cálculo do indutor  $L_1$  é obtido através da expressão (6.1), dependendo da razão cíclica  $D$ . Sendo que a primeira equação é válida para  $D < 0,5$  e a segunda equação para  $D \geq 0,5$ .

$$L_1 = \begin{cases} \frac{(1-2D)V_1}{2\Delta I_{L_1}(\%)I_1 f_s}, & \text{para } D < 0,5 \\ \frac{(2D-1)V_1}{2\Delta I_{L_1}(\%)I_1 f_s}, & \text{para } D \geq 0,5 \end{cases} \quad (6.1)$$

Considerando uma baixa ondulação de corrente no indutor  $L_1$ , em torno de no máximo 10%, podem-se obter os esforços de corrente neste indutor. Como  $\Delta I_{L_1}$  é baixo, adota-se que o valor médio e o valor eficaz de corrente sejam iguais e que ainda esta é a corrente da porta 1 ( $I_1$ ). Isto pode ser visualizado pela equação (6.2).

$$I_{L_1} = I_{L_1,ef} = I_1 = \frac{P_1}{V_1} = \frac{P_2}{\eta V_1} \quad (6.2)$$

Embora  $\Delta I_{L1}$  seja baixo, é importante o cálculo da corrente máxima (6.3) e mínima (6.4) que percorre o indutor  $L_1$ .

$$I_{L1,\max} = I_1 + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (6.3)$$

$$I_{L1,\min} = I_1 - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (6.4)$$

## 6.2.2 Transformador Tr

Visando obter os parâmetros do transformador, realiza-se o cálculo dos esforços presentes no mesmo.

Devido as característica da CCTE, alguns valores são válidos para todas as regiões de operação do conversor.

O valor de pico da tensão nos enrolamentos primários é obtido através da equação (6.5).

$$V_{P1,\max} = V_{P2,\max} = \frac{V_{C1}}{2} = \frac{V_1}{2(1-D)} \quad (6.5)$$

O valor de pico da tensão no enrolamento secundário é dado pela equação (6.6).

$$V_{S,\max} = V_{C1}a = \frac{V_1a}{(1-D)} \quad (6.6)$$

O valor médio da corrente nos enrolamentos primários é obtido através da expressão (6.7).

$$I_{P1,med} = I_{P2,med} = \frac{I_1}{2} \quad (6.7)$$

### 6.2.2.1 Regiões R4, R6, R12 e R14

Considerando o conversor operando nas regiões R4 ou R6, pode-se obter o valor eficaz da corrente no secundário do transformador através da equação (6.8).

$$I_{S,ef(R4,6)} = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{3\pi} \left[ \frac{A+B+C}{(\omega L_2)^2} \right]}, \\ A = 3\pi^3 D^2 V_{cd}^2 - 4\pi^3 D^3 V_{ab}^{\prime 2} - 4\pi^3 D^3 V_{cd}^2 - 12\pi^2 D^2 V_{ab}^{\prime} V_{cd} \varphi \\ B = 6\pi^3 D^2 V_{ab}^{\prime} V_{cd} + 3\pi^3 D^2 V_{ab}^{\prime 2} + 12\pi^2 D V_{ab}^{\prime} V_{cd} \varphi - 6\pi^3 D V_{ab}^{\prime} V_{cd} \\ C = -2V_{ab}^{\prime} V_{cd} \varphi^3 + 3\pi V_{ab}^{\prime} V_{cd} \varphi^2 - 3\pi^2 V_{ab}^{\prime} V_{cd} \varphi + \pi^3 V_{ab}^{\prime} V_{cd} \end{cases} \quad (6.8)$$

A equação (6.9) representa o valor eficaz da corrente no secundário do transformador nas regiões R12 e R14. Percebe-se a diferença apenas no PS, pois o mesmo agora está sendo colocado em módulo.

$$I_{S,ef(R12,14)} = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{3\pi} \left[ \frac{A+B+C}{(\omega L_2)^2} \right]}, \\ A = 3\pi^3 D^2 V_{cd}^2 - 4\pi^3 D^3 V_{ab}^{\prime 2} - 4\pi^3 D^3 V_{cd}^2 + 12\pi^2 D^2 V_{ab}^{\prime} V_{cd} |\varphi| \\ B = 6\pi^3 D^2 V_{ab}^{\prime} V_{cd} + 3\pi^3 D^2 V_{ab}^{\prime 2} - 12\pi^2 D V_{ab}^{\prime} V_{cd} |\varphi| - 6\pi^3 D V_{ab}^{\prime} V_{cd} \\ C = 2V_{ab}^{\prime} V_{cd} |\varphi|^3 - 3\pi V_{ab}^{\prime} V_{cd} |\varphi|^2 + 3\pi^2 V_{ab}^{\prime} V_{cd} |\varphi| + \pi^3 V_{ab}^{\prime} V_{cd} \end{cases} \quad (6.9)$$

A equação (6.10) é o valor eficaz da corrente no secundário do transformador em p.u. utilizando a expressão (4.387) para transformação.

$$I_{S,ef(R4,6),p.u.} = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{3\pi} (A+B+C)}, \\ A = 3\pi^3 D^2 d^2 - 4\pi^3 D^3 - 4\pi^3 D^3 d^2 - 12\pi^2 D^2 d \varphi \\ B = 6\pi^3 D^2 d + 3\pi^3 D^2 + 12\pi^2 D d \varphi - 6\pi^3 D d \\ C = -2d \varphi^3 + 3\pi d \varphi^2 - 3\pi^2 d \varphi + \pi^3 d \end{cases} \quad (6.10)$$

Pode-se obter o valor eficaz da corrente no enrolamento secundário através da equação (6.11) para as regiões R12 e R14.

$$I_{S,ef(R12,14),p.u.} = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{3\pi} (A+B+C)}, \\ A = 3\pi^3 D^2 d^2 - 4\pi^3 D^3 - 4\pi^3 D^3 d^2 + 12\pi^2 D^2 d |\varphi| \\ B = 6\pi^3 D^2 d + 3\pi^3 D^2 - 12\pi^2 D d |\varphi| - 6\pi^3 D d \\ C = 2d |\varphi|^3 - 3\pi d |\varphi|^2 + 3\pi^2 d |\varphi| + \pi^3 d \end{cases} \quad (6.11)$$



Já o valor eficaz da corrente nos enrolamentos primários 1 e 2, é obtida através de (6.12) e (6.13) para as regiões R4, R6 e R12, R14, respectivamente.

$$I_{P1,ef(R4,6)} = I_{P2,ef(R4,6)} = \sqrt{\left(\frac{I_1}{2}\right)^2 + (I_{S,ef(R4,6)}a)^2} \quad (6.12)$$

$$I_{P1,ef(R12,14)} = I_{P2,ef(R12,14)} = \sqrt{\left(\frac{I_1}{2}\right)^2 + (I_{S,ef(R12,14)}a)^2} \quad (6.13)$$

### 6.2.3 Indutor L<sub>2</sub>

Para realização do cálculo do indutor L<sub>2</sub>, retorna-se às equações obtidas para plotar a característica externa do conversor. Devido a simetria da operação do conversor, pode-se equacionar este indutor apenas para o PS positivo, sendo que para o PS negativo o valor é idêntico em módulo.

#### 6.2.3.1 Regiões R1 e R9

Devido à simetria das regiões R1 e R9, pode-se obter a indutância do indutor L<sub>2</sub> através da equação (6.14). Deve-se atentar que a indutância L<sub>2</sub> é responsável pela transferência de potência e que ela é soma das indutâncias de dispersão do transformador e de uma indutância externa, caso seja necessário adicioná-la.

$$L_2 = \frac{V_1 V_2 a}{(1-D)\omega P_2} \left( -\frac{\varphi^2}{2\pi} + D2\varphi \right) \quad (6.14)$$

#### 6.2.3.2 Regiões R4, R6, R12 e R14

Novamente por causa da simetria, consideram-se as regiões R4, R6, R12 e R14 similares, ou seja, possuem o mesmo dimensionamento para o indutor L<sub>2</sub> que é fornecido pela equação (6.15).

$$L_2 = \frac{V_1 V_2 a}{(1-D)\omega P_2} \left( -\frac{\varphi^2}{\pi} + \varphi + D2\pi - D^2 2\pi - \frac{\pi}{2} \right) \quad (6.15)$$

### 6.2.3.3 Regiões R5 e R13

O cálculo de  $L_2$  é idêntico para as regiões R5 e R13, conforme equação (6.16).

$$L_2 = \frac{V_1 V_2 a}{(1-D)\omega P_2} \left( -\frac{\varphi^2}{2\pi} + 2\varphi - D2\varphi \right) \quad (6.16)$$

### 6.2.4 Capacitor C1

Adotando o mesmo procedimento de (ANDERSEN, 2010), o cálculo do capacitor C1 é dado pela equação (6.17). Considera-se que metade do período de ressonância entre  $L_2'$  ( $L_2$  refletido para o primário) e C1 seja maior que, pelo menos, três vezes o máximo intervalo de bloqueio de um interruptor.

$$\frac{2\pi \sqrt{\frac{4L_2}{a^2} C_1}}{2} \geq 3(1-D)T_s \quad (6.17)$$

Rearranjando a equação (6.17) obtém-se a equação (6.18) para o dimensionamento do capacitor da porta 2 do conversor.

$$C_1 \geq \frac{9a^2(1-D)^2}{4\pi^2 L_2 f_s^2} \quad (6.18)$$

### 6.2.5 Esforços nos Semicondutores

Os principais esforços nos interruptores da topologia são mostrados no decorrer desta seção. Basicamente calcula-se a tensão máxima, corrente média e eficaz nos interruptores do conversor operando nas regiões R4, R6, R12 e R14.

#### 6.2.5.1 Ponte 1 (Interruptores inferiores e superiores)

##### ✓ Interruptores inferiores

A tensão máxima dos interruptores inferiores da ponte 1 é dado pela equação (6.19).

$$V_{S1-2,\max} = V_{C1} = \frac{V_1}{(1-D)} \quad (6.19)$$

O valor médio da corrente nos interruptores da ponte 1 é apresentado na equação (6.20).

$$I_{S1-2,\text{med}} = \frac{I_{L1}}{2} \quad (6.20)$$

O valor eficaz da corrente nos interruptores da ponte 1 é encontrado através da equação (6.21).

$$I_{S1-2,\text{ef}(R4,6)} = DI_{P2,\text{ef}(R4,6)} = D\sqrt{\left(\frac{I_1}{2}\right)^2 + (I_{S,\text{ef}(R4,6)}a)^2} \quad (6.21)$$

#### ✓ Interruptores superiores

A tensão máxima dos interruptores superiores da ponte 1 é dado pela equação (6.22).

$$V_{S3-4,\max} = V_{C1} = \frac{V_1}{(1-D)} \quad (6.22)$$

### 6.2.5.2 Ponte 2 (Interruptores inferiores e superiores)

#### ✓ Interruptores inferiores

A tensão máxima dos interruptores inferiores da ponte 2 é dado pela equação (6.23).

$$V_{S5-6,\max} = V_2 \quad (6.23)$$

O valor médio da corrente nos interruptores da ponte 2 é apresentado na equação (6.24).

$$I_{S5-6,\text{med}} = DI_2 \quad (6.24)$$

O valor eficaz da corrente nos interruptores da ponte 2, é encontrado através da equação (6.25).

$$I_{S5-6,ef(R4,6)} = \begin{cases} D \sqrt{\frac{1}{3\pi} \left[ \frac{A+B+C}{(\omega L_2)^2} \right]}, \\ A = 3\pi^3 D^2 V_{cd}^2 - 4\pi^3 D^3 V_{ab}^2 - 4\pi^3 D^3 V_{cd}^2 - 12\pi^2 D^2 V_{ab} V_{cd} \varphi \\ B = 6\pi^3 D^2 V_{ab} V_{cd} + 3\pi^3 D^2 V_{ab}^2 + 12\pi^2 D V_{ab} V_{cd} \varphi - 6\pi^3 D V_{ab} V_{cd} \\ C = -2V_{ab} V_{cd} \varphi^3 + 3\pi V_{ab} V_{cd} \varphi^2 - 3\pi^2 V_{ab} V_{cd} \varphi + \pi^3 V_{ab} V_{cd} \end{cases} \quad (6.25)$$

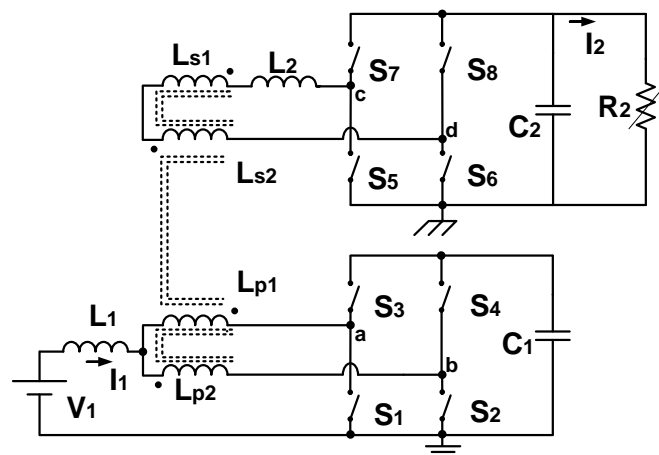
A tensão máxima dos interruptores superiores da ponte 2 é dado pela equação (6.26).

$$V_{S7-8,max} = V_2 \quad (6.26)$$

### 6.3 MODELAGEM E CONTROLE

A modelagem do conversor em estudo é realizada através do modelo por *gyrator*. Inicialmente adota-se o circuito da Figura 6.1. Neste substitui-se a fonte de tensão da porta 3 por um capacitor de filtro em paralelo com uma carga resistiva, podendo assim controlar a tensão desta porta.

Figura 6.1 - Conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE para aplicação com duas portas e dimensionamento do controle.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Entretanto deve-se salientar que o conversor opera em malha aberta, portanto não será realizado o controle em malha fechada. Mas a modelagem é realizada para visualizar as características externas do conversor.

O valor médio da corrente na porta 3 já foi determinado para cada região de operação. Para cada região pode-se obter o coeficiente gyrostático ( $g$ ). A equação (6.27) mostra como esse coeficiente é obtido. Com esta definição, transforma-se uma fonte de corrente em uma fonte de tensão.

$$I_2 = gV_1 \quad (6.27)$$

A Tabela 6.1 apresenta os coeficientes gyrostáticos das regiões de operação do conversor DAB-CCTE para PS positivo.

Tabela 6.1 - Resumo dos coeficientes gyrostáticos das regiões de operação para PS positivo.

Regiões de operação (R)	Coefficiente gyrostático ( $g_R$ )
R1	$g_{R1} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( -\frac{\varphi^2}{2\pi} + D2\varphi \right)$
R2	$g_{R2} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} (D^2 2\pi)$
R3	$g_{R3} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( -\frac{\varphi^2}{2\pi} + \varphi - D2\varphi + D2\pi - \frac{\pi}{2} \right)$
R4	$g_{R4} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( -\frac{\varphi^2}{\pi} + \varphi + D2\pi - D^2 2\pi - \frac{\pi}{2} \right)$
R5	$g_{R5} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( -\frac{\varphi^2}{2\pi} + 2\varphi - D2\varphi \right)$
R6	$g_{R6} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( -\frac{\varphi^2}{\pi} + \varphi + D2\pi - D^2 2\pi - \frac{\pi}{2} \right)$
R7	$g_{R7} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{-\varphi^2}{2\pi} - \varphi + D2\varphi - D2\pi + \frac{3\pi}{2} \right)$
R8	$g_{R8} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} (D^2 2\pi - D4\pi + 2\pi)$

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Tabela 6.2 apresenta os coeficientes gyrostáticos das regiões de operação do conversor DAB-CCTE para PS negativo.

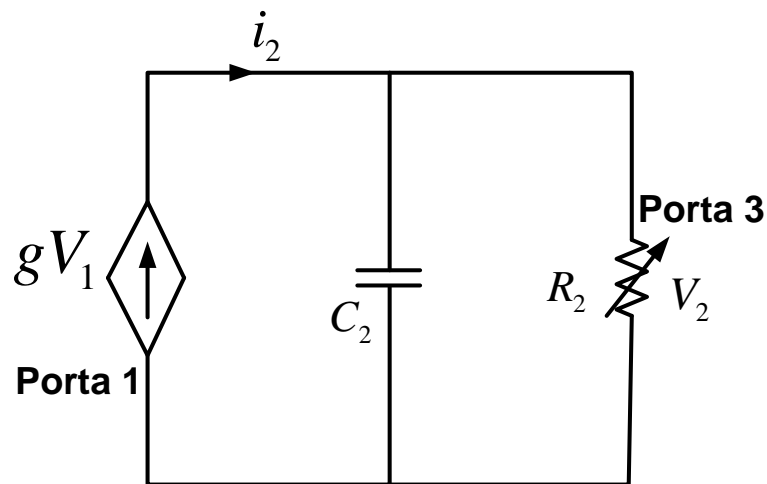
A representação do circuito completo do DAB-CCTE em gyrator está mostrada na Figura 6.2. Percebe-se nitidamente sua simplicidade em representar um circuito complexo com poucos elementos. O circuito de simulação do *gyrator* está representado no Apêndice A deste trabalho.

Tabela 6.2 - Resumo dos coeficientes gyrostáticos das regiões de operação para PS negativo.

Regiões de operação (R)	Coefficiente gyrostático (gr)
R9	$g_{R9} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{ \varphi ^2}{2\pi} - D2 \varphi  \right)$
R10	$g_{R10} = -\frac{a}{(1-D)\omega L_2} (D^2 2\pi)$
R11	$g_{R11} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{ \varphi ^2}{2\pi} -  \varphi  + D2 \varphi  - D2\pi + \frac{\pi}{2} \right)$
R12	$g_{R12} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{ \varphi ^2}{\pi} -  \varphi  - D2\pi + D^2 2\pi + \frac{\pi}{2} \right)$
R13	$g_{R13} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{ \varphi ^2}{2\pi} - 2 \varphi  + D2 \varphi  \right)$
R14	$g_{R14} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{ \varphi ^2}{\pi} -  \varphi  - D2\pi + D^2 2\pi + \frac{\pi}{2} \right)$
R15	$g_{R15} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} \left( \frac{ \varphi ^2}{2\pi} +  \varphi  - D2 \varphi  + D2\pi - \frac{3\pi}{2} \right)$
R16	$g_{R16} = \frac{a}{(1-D)\omega L_2} (-D^2 2\pi + D4\pi - 2\pi)$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 6.2 – Representação do circuito DAB-CCTE por *gyrator*.



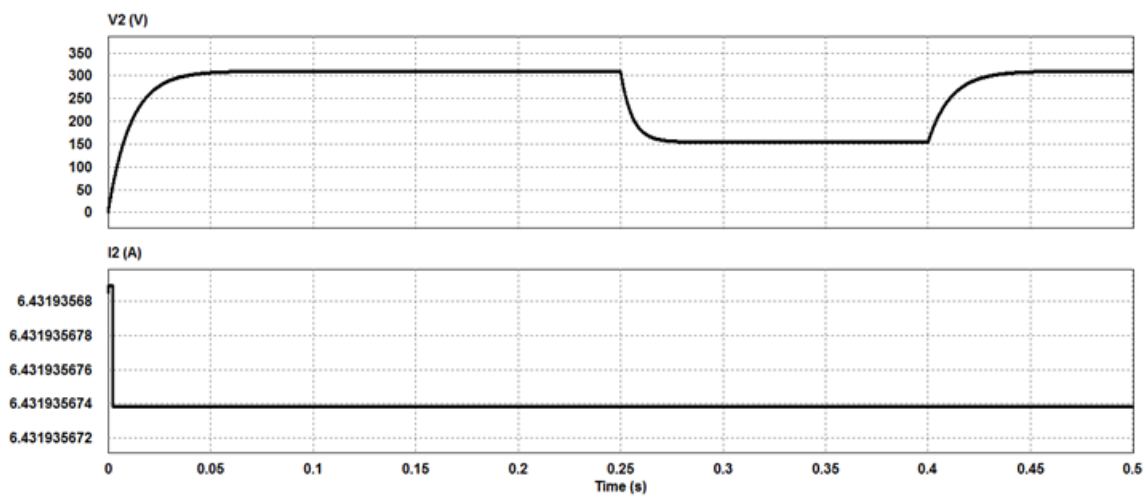
Fonte: Elaborado pelo autor.

A potência no circuito, mostrada na Figura 6.2, pode ser determinada pelo produto da tensão e corrente no circuito, obtendo com isso (6.28).

$$P_2 = gV_1V_2 \quad (6.28)$$

Na Figura 6.3 é mostrado o resultado de simulação do conversor DAB-CCTE representado por *gyrator*. Onde se pode visualizar a corrente e a tensão na porta 3 do conversor. Aplica-se um degrau de carga de 50% em 250ms e depois em 400ms um novo degrau de carga para 100%.

Figura 6.3 – Resultado de simulação do circuito representado por *gyrator* do conversor DAB-CCTE.



Fonte: Elaborado pelo autor.

## 6.4 APLICAÇÃO EM SISTEMA FOTOVOLTAICO

O conversor tem como proposta aplicação em sistemas fotovoltaicos com banco de baterias. Para tanto, realiza-se o projeto do conversor DAB-CCTE e posteriormente sua implementação.

Inicialmente apresentam-se os dados de projeto do conversor na Tabela 6.3.

Tabela 6.3 – Especificações do projeto do conversor

Parâmetro	Valor
Potência na porta 3 ( $P_2$ )	2 kW
Tensão na porta 1 ( $V_1$ )	48 V
Tensão da porta 3 ( $V_2$ )	311 V
Frequência de comutação ( $f_s$ )	50 kHz
Razão cíclica nominal ( $D$ )	0,51
Deslocamento de fase ( $\varphi$ )	$\pi/6$ ( $30^\circ$ )
Resistência de carga na porta 3 ( $R_2$ )	48,36 $\Omega$
Resistência de carga na porta 1 ( $R_1$ )	1,15 $\Omega$
Ondulação da corrente no indutor $L_1$ ( $\Delta I_{L_1}$ (%))	5%
Ondulação da tensão na porta 3 ( $\Delta V_2$ )	1%
Rendimento teórico ( $\eta$ )	90%

Fonte: Elaborada pelo autor.

### 6.4.1 Projeto do Indutor $L_1$

Para realização dos cálculos de projeto do indutor  $L_1$ , adota-se os parâmetros presentes na Tabela 6.4.

Tabela 6.4 – Parâmetros para projeto do indutor  $L_1$ .

Parâmetro	Valor
Densidade de corrente nos condutores ( $J$ )	400 A/cm <sup>2</sup>
Densidade de fluxo magnético ( $B_{L_1}$ )	0,9 T
Permeabilidade magnética do ar ( $\mu_o$ )	$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$
Fator de ocupação teórico ( $K_u$ )	0,7
Aumento de temperatura ( $K_j$ )	590

Fonte: Elaborada pelo autor.



A corrente na porta 1 é obtida utilizando a equação (6.2), substituindo os valores numéricos do projeto, obtém-se (6.29).

$$I_1 = \frac{2000}{0,9 \times 48} \cong 45,8A \quad (6.29)$$

A indutância do indutor  $L_1$  é obtida através da equação (6.1), substituindo os valores numéricos de projeto obtém-se (6.30).

$$L_1 = \frac{(2D-1)V_1}{2\Delta I_{L_1}(\%)I_1 f_s} \cong 42\mu H \quad (6.30)$$

Como  $\Delta I_{L_1}(\%)$  é 5%, calcula-se as correntes mínima e máxima na porta 1 do conversor com (6.31) e (6.32).

$$I_{L1,max} = I_1 + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 47A \quad (6.31)$$

$$I_{L1,min} = I_1 - \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 44,7A \quad (6.32)$$

Para escolha do núcleo, inicialmente calcula-se a energia que flui pelo indutor, utilizando a equação (6.33).

$$E = \frac{L_1 I_{L1,max}^2}{2} = 4,62 \cdot 10^{-3} \text{ W} \cdot \text{s} \quad (6.33)$$

A equação (6.34) define o produto de áreas do núcleo magnético necessário para fluxo da potência elétrica (MCLYMAN, 1988).

$$A_c A_w = \left( \frac{2 \cdot E \cdot 10^4}{B_{L1} \cdot K_u \cdot K_j} \right)^{1.14} = 0,387 \text{ cm}^4 \quad (6.34)$$

De acordo com o valor obtido em (6.34), escolhe-se o núcleo magnético. Neste caso são adotados quatro núcleos toroidais da Magmattec MMT034T4416 – pó de ferro – 034. Os principais valores do núcleo unitário são mostrados na Tabela 6.5.

Tabela 6.5 – Características do núcleo toroidal Magmattec MMT034T4416 – pó de ferro – 034.

Parâmetro	Valor
Área da seção transversal do núcleo magnético ( $A_c$ )	1,34 $cm^4$
Área da janela do núcleo ( $A_w$ )	5,81 $cm^4$
Área do núcleo magnético ( $A_c A_w$ )	7,79 $cm^4$
Volume do núcleo ( $V_c$ )	15 $cm^3$
Massa do núcleo ( $m_c$ )	93 g
Relação AL do fabricante ( $AL$ )	50 nH/ $esp^2$

Fonte: Catálogo de núcleos Magmattec (2008).

Com o núcleo escolhido, realiza-se o dimensionamento do número de espiras do indutor  $L_1$ , conforme (6.35).

$$N_{L1} = \sqrt{\frac{L_1 \cdot 10^9}{AL}} \cong 5 \quad (6.35)$$

Logo em seguida, dimensiona-se o condutor que é utilizado no enrolamento do indutor (6.36).

$$S_{L1} = \frac{I_{1,max}}{J} = 0,12 \text{ cm}^2 \quad (6.36)$$

Tomando como base o valor obtido na expressão (6.36), escolhe-se o fio AWG 18 para implementação do indutor. A Tabela 6.6 apresenta as principais características físicas do fio escolhido.

Tabela 6.6 – Dados do fio AWG 18.

Parâmetro	Valor
Diâmetro do cobre ( $D_{C,L1}$ )	0,109 $cm$
Área do fio sem isolamento ( $S_{F,L1}$ )	0,008228 $cm^2$
Área do fio com isolamento ( $S_{FI,L1}$ )	0,009326 $cm^2$
Resistência do fio para 20°C ( $R_{AWG18}$ )	0,0002095 $\Omega/cm$

Fonte: (MCLYMAN, 1988).

O número de fios em paralelo é calculado por (6.37), sendo os valores numéricos retirados da Tabela 6.4.

$$N_{FP,L1} = \frac{S_{F,L1}}{S_{L1}} = 14,62 \quad (6.37)$$

O fator de ocupação pode ser encontrado pela expressão (6.38), sendo que se adota  $N_{L1} = 13$  e  $N_{FP,L1} = 15$ .

$$K_{u,L1} = \frac{N_{L1} \cdot N_{FP,L1} \cdot S_{FI,L1}}{A_w} = 0,313 \quad (6.38)$$

O fator de ocupação teórico  $K_{u,L1}$  foi menor que o valor estipulado em projeto, portanto o indutor pode ser implementado fisicamente.

As principais características físicas reais do indutor  $L_1$  são mostradas na Tabela 6.7.

Tabela 6.7 –Especificações físicas reais do indutor  $L_1$ .

Especificação	Valor
Indutância calculada ( $L_1$ )	5
Número de espiras ( $N_{L1}$ )	13
Fio	AWG 18
Número de fios em paralelo ( $N_{FP,L1}$ )	15
Indutância medida ( $L_{1,med}$ )	42,05 $\mu$ H
Resistência medida ( $R_{L1,med}$ )	1,7 m $\Omega$
Núcleo	4x MMT034T4416 – pó de ferro

Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 6.4.2 Projeto do Transformador Tr

Para o projeto do transformador, adotaram-se os valores mostrados na Tabela 6.8.

Tabela 6.8 – Parâmetros para projeto do transformador  $T_R$ .

Parâmetro	Valor
Densidade de corrente nos condutores ( $J$ )	400 A/cm <sup>2</sup>
Densidade de fluxo magnético ( $B_{Tr}$ )	0,12 T
Fator de ocupação da janela ( $K_u$ )	0,4
Fator de forma de onda ( $K_f$ )	4
Fator de aumento de temperatura ( $K_j$ )	590
Relação de transformação ( $a$ )	3,2

Fonte: Elaborada pelo autor.

Inicialmente calcula-se a potência aparente dada pela equação (6.39).

$$P_T = P_2 \left( \frac{\sqrt{2}}{\eta} + \sqrt{2} \right) = 5,71 \cdot 10^3 \text{ VA} \quad (6.39)$$

Posteriormente dimensiona-se o produto de áreas do núcleo do transformador (MCLYMAN, 1988), conforme expressão (6.40).

$$A_p = \left( \frac{P_T \cdot 10^4}{K_f \cdot B_{Tr} \cdot f_s \cdot K_u \cdot K_j} \right)^{1.14} = 13,94 \text{ cm}^4 \quad (6.40)$$

De posse do valor de produto de áreas do núcleo necessário (6.16), adota-se para implementação do magnético o núcleo toroidal da Magmattec MMT139T6325 – ferrite – 139. As principais características são apresentadas na Tabela 6.9.

Tabela 6.9 – Características do núcleo toroidal Magmattec MMT139T6325 – pó de ferro – 139.

Parâmetro	Valor
Área da seção transversal do núcleo magnético ( $A_{c,Tr}$ )	1,68 cm <sup>4</sup>
Área da janela do núcleo ( $A_{w,Tr}$ )	11,34 cm <sup>4</sup>
Área do núcleo magnético ( $A_{c,Tr} A_{w,Tr}$ )	19,05 cm <sup>4</sup>
Volume do núcleo ( $V_c$ )	46,5 cm <sup>3</sup>
Massa do núcleo ( $m_c$ )	230 g
Relação AL do fabricante ( $AL$ )	5300 nH/esp <sup>2</sup>

Fonte: Catálogo de núcleos Magmattec (2008).

Com o núcleo definido, pode-se realizar o cálculo do número de espiras do primário e secundário através das equações (6.41) e (6.42).

$$N_p = N_{p1} + N_{p2} = \frac{V_1 \cdot 10^4}{(1-D) \cdot K_f \cdot B_{Tr} \cdot A_{c,Tr} \cdot f_s} \cong 24,3 \quad (6.41)$$

$$N_s = N_{s1} + N_{s2} = a \cdot N_p \cong 76,8 \quad (6.42)$$

A seção dos fios primário (6.43) e secundário (6.44) é obtida utilizando os valores de simulação do valor eficaz nos enrolamentos primário e secundário,  $I_{p,ef} = 30,2$  A e  $I_{s,ef} = 7$  A, respectivamente.

$$S_p = \frac{I_{p,ef}}{J} = 0,077 \text{ cm}^2 \quad (6.43)$$

$$S_s = \frac{I_{s,ef}}{J} = 0,018 \text{ cm}^2 \quad (6.44)$$

Para escolha do fio utiliza-se a equação (6.45) apresentada em (BARBI, 2007), considerando o efeito *skin*.

$$d_{\max} = \frac{15}{\sqrt{f_s}} = 0,067 \text{ cm} \quad (6.45)$$

Considerando o valor obtido em (6.45), o fio escolhido para implementação do transformador foi o AWG 24. As principais características do fio são apresentadas na Tabela 6.10.

Tabela 6.10 – Dados do fio AWG 24.

Parâmetro	Valor
Diâmetro do cobre ( $D_{C,L1}$ )	0,0566 cm
Área do fio sem isolamento ( $S_{F,Tr}$ )	0,002047 cm <sup>2</sup>
Área do fio com isolamento ( $S_{FI,Tr}$ )	0,002514 cm <sup>2</sup>
Resistência do fio para 20°C ( $R_{AWG24}$ )	0,008421 Ω/cm

Fonte: (MCLYMAN, 1988).

O número de fios em paralelo do primário e secundário é dado por (6.46) e (6.47).

$$N_{FP,P} = \frac{S_P}{S_{F,Tr}} \cong 37,77 \quad (6.46)$$

$$N_{FP,S} = \frac{S_S}{S_{F,Tr}} \cong 8,75 \quad (6.47)$$

Por fim, é calculado o fator de ocupação teórico (6.48).

$$K_{u,Tr} = \frac{N_{FP,P} \cdot N_P \cdot S_{FI,Tr}}{A_{w,Tr}} + \frac{N_{FP,S} \cdot N_S \cdot S_{FI,Tr}}{A_{w,Tr}} \cong 0,36 \quad (6.48)$$

O fator de ocupação teórico encontrado foi menor que o estipulado em projeto, portanto pode-se realizar a execução física do transformador.

As principais características do transformador Tr são mostradas na Tabela 6.11. As informações do transformador foram obtidas levando sempre em consideração que o conversor opera com  $d = 1$ .

Tabela 6.11 –Especificações do transformador Tr.

<b>Especificação</b>	<b>Valor</b>
Número de espiras do primário 1 ( $N_{P1}$ )	12
Número de espiras do primário 2 ( $N_{P2}$ )	12
Número de espiras do secundário ( $N_S$ )	77
Fio	AWG 24
Número de fios em paralelo no primário ( $N_{FP,P}$ )	38
Número de fios em paralelo no secundário ( $N_{FP,S}$ )	9
Indutância de dispersão do transformador medida ( $L_{D,S}$ )	22 $\mu$ H
Resistência medida no primário 1 e 2 ( $R_{P1} = R_{P2}$ )	2,35 m $\Omega$
Resistência medida no secundário ( $R_S$ )	1,71 m $\Omega$

Fonte: Elaborado pelo autor.

### 6.4.3 Projeto do Indutor de Transmissão $L_2$

Para o projeto do indutor de transmissão de potência  $L_2$  adotaram-se os valores presentes na Tabela 6.12.

Tabela 6.12 – Parâmetros para projeto do indutor  $L_2$ .

Parâmetro	Valor
Densidade de corrente nos condutores ( $J$ )	450 A/cm <sup>2</sup>
Densidade de fluxo magnético ( $B$ )	0,1 T
Permeabilidade magnética do ar ( $\mu_o$ )	$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$
Fator de ocupação ( $K_u$ )	0,7

Fonte: Elaborada pelo autor.

O valor da indutância  $L_2$  é obtido através da equação (6.15). Substituindo os valores numéricos de projeto, obtém-se (6.49). Deve-se atentar para esta indutância no sentido que a mesma é a soma das indutâncias de dispersão do transformador com uma indutância externa, quando necessário.

$$L_2 = \frac{V_1 V_2 a}{(1-D)\omega P_2} \left( -\frac{\varphi^2}{\pi} + \varphi + D2\pi - D^2 2\pi - \frac{\pi}{2} \right) = 65 \mu\text{H} \quad (6.49)$$

A corrente de pico e o valor eficaz da corrente no secundário são obtidos através das equações (6.50) e (6.51).

$$I_{S,\max} = 7,74 \text{ A} \quad (6.50)$$

$$I_{S,ef} = 7,14 \text{ A} \quad (6.51)$$

Substituindo os valores de projeto em (6.28) é possível obter o valor mínimo do produto de áreas do núcleo necessário para a construção da indutância externa. Considerando  $L_{2,ext} = 43 \mu\text{H}$  para a realização do cálculo para o produto de áreas, pois a indutância do transformador foi de  $L_{D,S} = 22 \mu\text{H}$ .

$$A_e A_w = \frac{L_{2,ext} \cdot I_{S,ef} \cdot I_{S,\max}}{K_{u,L2} \cdot J \cdot B_{L2}} \cdot 10^4 = 0,754 \text{ cm}^4 \quad (6.52)$$

Com base no valor obtido em (6.52), escolhe-se o núcleo de ferrite **NEE 42/20** da Magnetics, cujos valores de referência estão listados na Tabela 6.13.

Tabela 6.13 – Características do núcleo NEE 42/20.

Parâmetro	Valor
Área efetiva da perna central do núcleo ( $A_e$ )	2,40 cm <sup>2</sup>
Área da janela do núcleo ( $A_w$ )	1,57 cm <sup>2</sup>
Área do núcleo magnético ( $A_e A_w$ )	3,76 cm <sup>4</sup>
Volume do núcleo ( $V_e$ )	23,3 cm <sup>3</sup>

Fonte: Catálogo de núcleos Thorton (2008).

Na sequência, o número de espiras é dado por (6.53).

$$N_{L2,ext} = \frac{L_{2,ext} \cdot I_{S,max}}{A_e \cdot B_{L2}} \cdot 10^4 \cong 13,86 \quad (6.53)$$

A secção do condutor pode ser obtida pela expressão (6.54).

$$S_{L2} = \frac{I_{S,max}}{J} = 0,016 \text{ cm}^2 \quad (6.54)$$

O fio escolhido foi o AWG 24, também considerando o efeito *skin*, cujos parâmetros já foram definidos na Tabela 6.10. O número de fios em paralelo é obtido pela equação (6.55).

$$N_{FP,L2} = \frac{S_{L2}}{S_F} \cong 8,40 \quad (6.55)$$

Em seguida, calcula-se o fator de ocupação teórico (6.56).

$$K_u = \frac{N_{FP,L2} \cdot N_{L2} \cdot S_{FI,L2}}{A_w} = 0,202 \quad (6.56)$$

Finalizando, calcula-se a altura do entreferro através de (6.57).

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot A_e \cdot (N_{L2})^2}{L_2} \cdot 10^{-2} = 0,137 \text{ cm} \quad (6.57)$$

A Tabela 6.14 apresenta o resumo dos principais parâmetros do indutor externo de transmissão de potência.



Tabela 6.14 – Principais parâmetros do indutor externo de transmissão de potência.

Parâmetro	Valor
Indutância do indutor de transmissão de potência ( $L_{2,ext}$ )	43 $\mu H$
Número de espiras ( $N_{L2}$ )	14
Núcleo	NEE 42/20
Fio	AWG 24
Número de fios em paralelo ( $N_{FP,L2}$ )	9
Altura do entreferro ( $l_g$ )	0,137 cm

Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 6.4.4 Projeto do Capacitor $C_1$

A escolha do capacitor  $C_1$  pode ser realizada através de (6.18). Os cálculos são apresentados em (6.58).

$$C_1 \geq \frac{9 \cdot 3,2^2 \cdot (1-0,5)^2}{\pi^2 \cdot 65 \cdot 10^{-6} \cdot (50 \cdot 10^3)^2} \cong 7,2 \mu F \quad (6.58)$$

Conhecendo (6.58) optou-se por utilizar dois capacitores de 100  $\mu F/250$  V eletrolíticos e três capacitores de 10  $\mu F/250$  V de polipropileno em paralelo resultando em uma capacitância total de 230  $\mu F$ .

#### 6.4.5 Projeto dos Semicondutores

Nesta seção são apresentados os cálculos de projeto dos semicondutores da ponte 1 e 2.

##### 6.4.5.1 Ponte 1 (IntERRUPTORES inferiores e superiores)

O cálculo da tensão máxima dos interruptores da ponte 1 é mostrado na equação (6.59).

$$V_{S1-2,max} = V_{C1} = \frac{48}{(1-0,51)} \cong 98 V \quad (6.59)$$

O valor médio da corrente nos interruptores é dado por (6.60).

$$I_{S1-2,med} = 20,3 \text{ A} \quad (6.60)$$

Por último calcula-se o valor eficaz da corrente nos interruptores através de (6.61).

$$I_{S1-2,ef} = 29,7 \text{ A} \quad (6.61)$$

Com os valores de esforços calculados, escolhe-se como interruptores da ponte 1 o MOSFET IRFP4668PbF.

Os principais dados do interruptor MOSFET IRFP4668PbF são apresentados na Tabela 6.15.

Tabela 6.15 – Principais dados do MOSFET IRFP4668PbF.

Parâmetro	Valor
Tensão $V_{ds}$ máxima ( $V_{ds,max}$ )	200 V
Máxima corrente média do dreno @ $T_c=100$ °C ( $I_D$ )	92 A
Tempo de subida ( $t_r$ )	105 ns
Tempo de descida ( $t_f$ )	74 ns
Resistência de condução máxima @ $T_j=25$ °C ( $R_{D(on)}$ )	9,7 mΩ

Fonte: Elaborada pelo autor.

#### 6.4.5.2 Ponte 2 (Interruptores inferiores e superiores)

O cálculo da tensão máxima dos interruptores da ponte 2 é mostrado na equação (6.62).

$$V_{S1-2,max} = V_2 = 311 \text{ V} \quad (6.62)$$

O valor médio da corrente nos interruptores é dado por (6.63).

$$I_{S5-6,med} \cong 1,5 \text{ A} \quad (6.63)$$

Por último calcula-se o valor eficaz da corrente nos interruptores através de (6.64).

$$I_{S5-6,ef} \cong 2,6 \text{ A} \quad (6.64)$$

Com os valores de esforços calculados, escolhe-se como interruptores da ponte 1 o IGBT IRGP50b60PD.

Os principais dados do interruptor IGBT IRGP50b60PD são apresentados na Tabela 6.16.

Tabela 6.16 – Principais dados do IGBT IRGP50b60PD.

<b>Parâmetro</b>	<b>Valor</b>
Tensão coletor-emissor máxima ( $V_{ce,max}$ )	600 V
Corrente de coletor média máxima @ TC=100°C ( $I_c$ )	42 A
Tempo de subida ( $t_r$ )	36 ns
Tempo de descida ( $t_f$ )	65 ns
Tensão coletor-emissor de saturação típica ( $V_{CE(on)}$ )	2,0 V

Fonte: Elaborada pelo autor.

## 6.5 CONCLUSÕES

Neste Capítulo, foi apresentada a modelagem por *gyrator* e as equações necessárias para o controle do conversor.

Realizou-se o projeto aplicado a sistemas fotovoltaicos com banco de baterias. Além do cálculo de alguns componentes do circuito.

No próximo capítulo serão apresentados os resultados de simulação e experimentais para validação da análise teórica e do projeto realizado neste capítulo.

## **7 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS**

### **7.1 INTRODUÇÃO**

Neste capítulo, apresentam-se os resultados obtidos por simulação do conversor CC-CC bidirecional DAB-CCTE em doze regiões de operação, aplicando-se como parâmetros os valores demonstrados no capítulo anterior.

Logo depois são mostrados os resultados experimentais obtidos de um protótipo de 2 kW desenvolvido em laboratório. Os valores inseridos na prática são os mesmos utilizados na simulação.

Os ensaios do protótipo são realizados nos dois sentidos de operação: Modo Descarga do Banco de Baterias (MDBB) e Modo Carga do Banco de Baterias (MCBB), para comprovar sua característica de fluxo bidirecional.

### **7.2 RESULTADOS NO MDBB**

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação e experimentais para o conversor DAB-CCTE. O circuito funciona no MDBB. Portanto com valores de PS positivos.

#### **7.2.1 Resultados de Simulação**

O circuito utilizado na simulação do conversor DAB-CCTE é apresentado no Apêndice B. Os parâmetros utilizados na simulação são mostrados na Tabela 7.1, sendo que os parâmetros são constantes, exceto as resistências nas portas do conversor, a tensão da porta 1, a razão cíclica nos interruptores e o PS. Pois ocorre variação nestes valores para percorrer algumas regiões de operação do conversor. Todas as simulações iniciam no tempo de 0,45024 s e terminam em 0,450282 s.

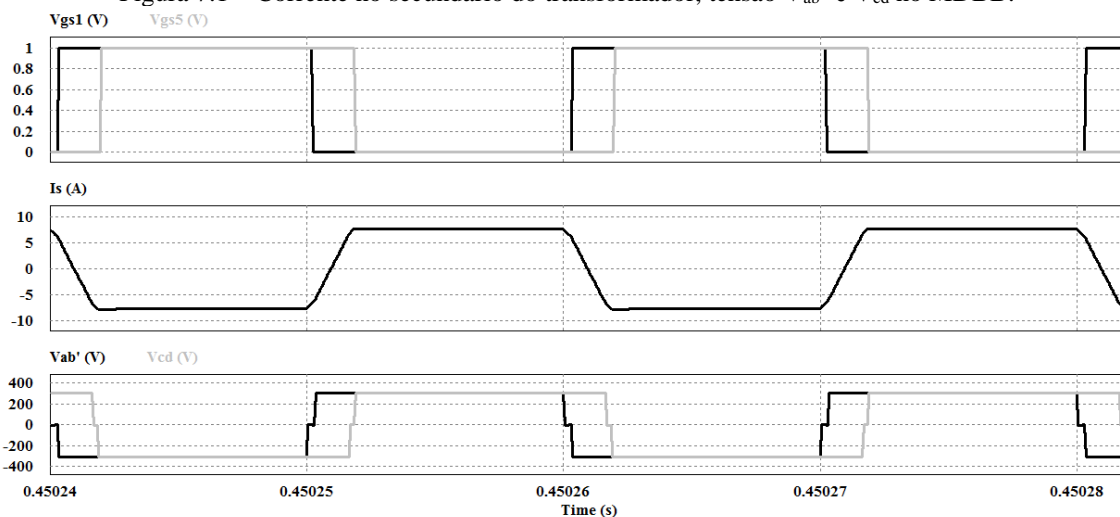
Tabela 7.1 – Parâmetros utilizados na simulação.

Especificação	Valor
$V_1$	48 V
$R_1$	1,15 $\Omega$
$V_2$	311 V
$R_2$	48,36 $\Omega$
$L_1$	42 $\mu\text{H}$
a	3,2
$L_2$	65 $\mu\text{H}$
$C_1$	203 $\mu\text{F}$
$C_2$	230 $\mu\text{F}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

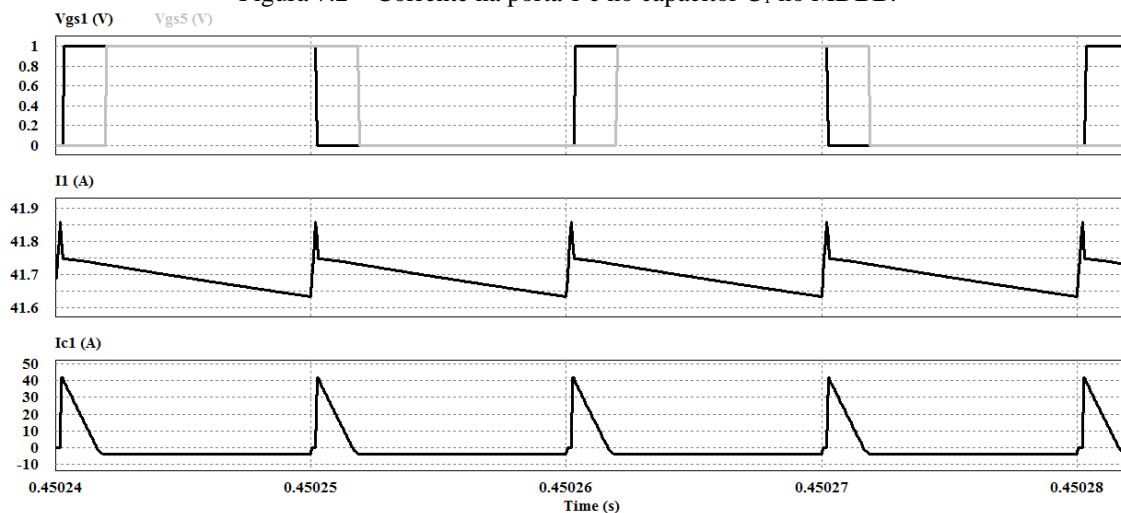
A Figura 7.1 mostra as formas de onda da corrente no secundário do transformador e as tensões  $V_{ab}'$  e  $V_{cd}$  obtidas na simulação. A razão cíclica (D) e o PS são 0,51 e  $\pi/6$ , respectivamente. Analisando as formas de onda, observa-se que estão de acordo com as obtidas pela análise teórica.

Figura 7.1 – Corrente no secundário do transformador, tensão  $V_{ab}'$  e  $V_{cd}$  no MDBB.



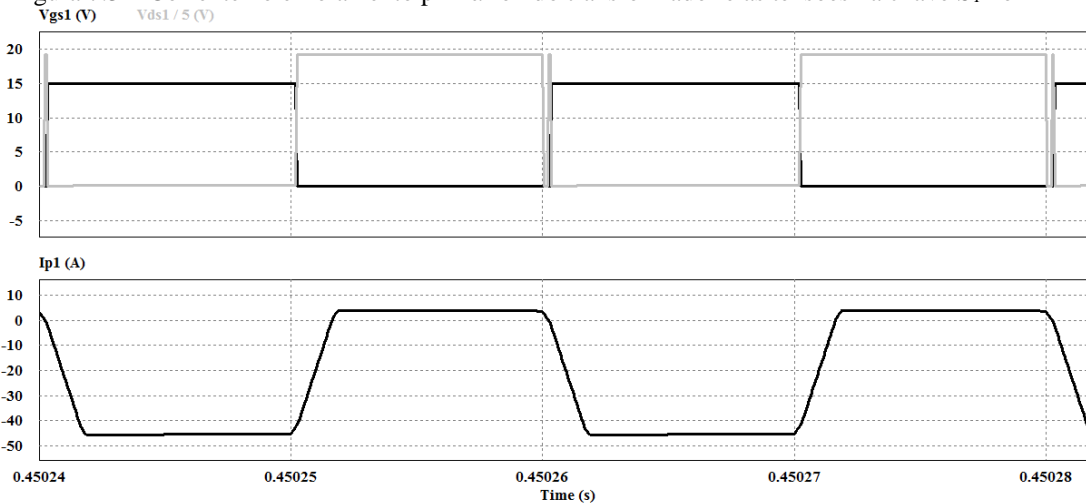
Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 7.2 apresenta as formas de onda da corrente na porta 1, esta corrente percorre o indutor  $L_1$ . Como o valor da corrente está positivo, comprova-se assim o MDBB. A corrente no capacitor  $C_1$  (elo CC) também é demonstrada.

Figura 7.2 – Corrente na porta 1 e no capacitor  $C_1$  no MDBB.

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 7.3 demonstra as tensões  $V_{ds1}$ , tensão entre dreno e *source*, e  $V_{gs1}$ , tensão entre *gate* e *source*, no interruptor  $S_1$ . Além da corrente no primário 1 do transformador da CCTE. Percebe-se que para esta característica de carga não ocorre comutação suave ZVS, mas no bloqueio do interruptor ocorre comutação ZCS.

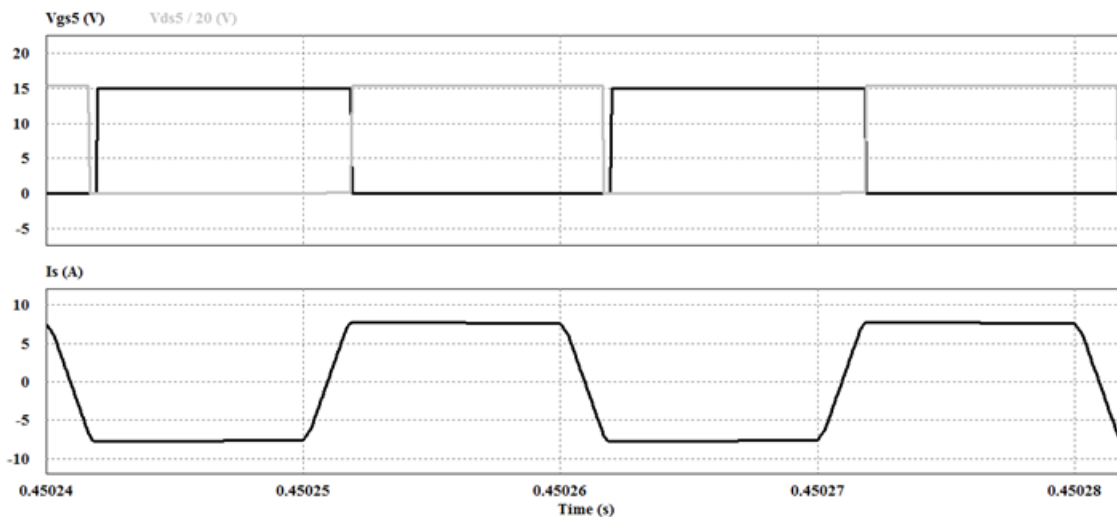
Figura 7.3 – Corrente no enrolamento primário 1 do transformador e as tensões na chave  $S_1$  no MDBB.

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 7.4 visualiza-se a corrente no secundário do transformador e tensões  $V_{ds5}$  e  $V_{gs5}$  no interruptor  $S_5$ . Como realizado anteriormente, verifica-se que ocorre comutação suave ZVS nos interruptores superiores e inferiores da ponte 2 da topologia em estudo.

Outra questão relevante é a ausência de picos de tensão devido ao tempo morto dos interruptores do mesmo, isto é uma característica bastante desejável, pois a probabilidade de danos permanentes são reduzidas.

Figura 7.4 – Corrente no secundário do transformador e as tensões nas chaves  $S_5$  e  $S_7$  no MDBB.



Fonte: Elaborado pelo autor.

## 7.2.2 Resultados Experimentais

O protótipo (fotografia) de 2 kW desenvolvido em laboratório é apresentado no Apêndice C. Basicamente têm-se cinco placas, sendo duas placas de potência (primário e secundário), duas placas contendo cada um dos dois circuitos de *drivers* e uma placa de controle contendo o DsPIC30F2020.

O esquemático da placa de potência é apresentado no Apêndice D. Já os circuitos de *drivers* de acionamento e o esquemático do circuito de controle são apresentados nos Apêndices E e F, respectivamente.

Os componentes principais utilizados no circuito de potência do conversor são mostrados na Tabela 7.2.

Tabela 7.2 – Componentes utilizados no protótipo.

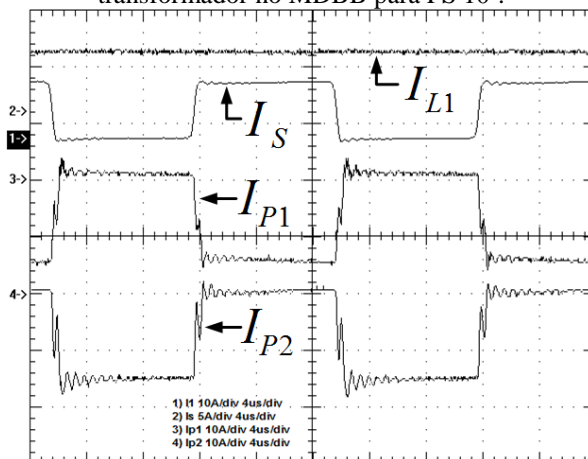
Especificação	Valor
$S_1=...=S_4$	MOSFET IRFP4668PbF
$S_5=...=S_8$	IGBT IRGP50b60PD
$L_1$	Núcleo toroidal (pó de ferro) – 034 – $N_{L1}=13$ 4xMMT034T4416, Magmattec
Transformador $T_R$	Núcleo toroidal (ferrite) – 139 – $a=N_s/(N_{p1}+N_{p2})=77/(12+12)=3,2$ 1xMMT139T632516, Magmattec
$L_2$	Núcleo EE 42/15, Magnetics $N_{L2}=14$
$C_1$	3xpolipropileno 10 $\mu$ F/200V e 2xeletrolítico 100 $\mu$ F/200V
$C_2$	3xpolipropileno 1 $\mu$ F/200V e 2xeletrolítico 100 $\mu$ F/400V

Fonte: Elaborado pelo autor.

### 7.2.2.1 PS 10°

A Figura 7.5 apresenta as formas de onda das correntes na porta 1 e nos enrolamentos primários, 1 e 2, e no enrolamento secundário do transformador no MDBB para um ângulo de PS 10°.

Figura 7.5 – Corrente na porta 1, nos enrolamentos primários 1 e 2 e no enrolamento secundário do transformador no MDBB para PS 10°.

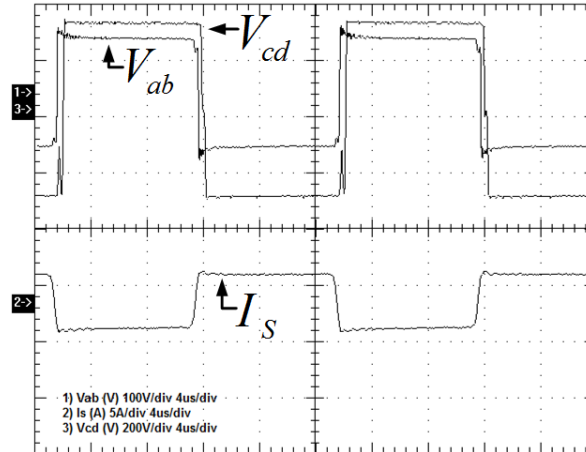


Fonte: Elaborado pelo autor.



Na Figura 7.6, visualiza-se as formas de onda da corrente no enrolamento secundário do transformador e tensões  $V_{ab}$  e  $V_{cd}$  no MDBB para um ângulo de PS  $10^\circ$ . Percebe-se que entre as tensões  $V_{ab}$  e  $V_{cd}$  ocorre o PS do conversor.

Figura 7.6 – Tensões  $V_{ab}$  e  $V_{cd}$ , e corrente no secundário do transformador no MDBB para PS  $10^\circ$ .

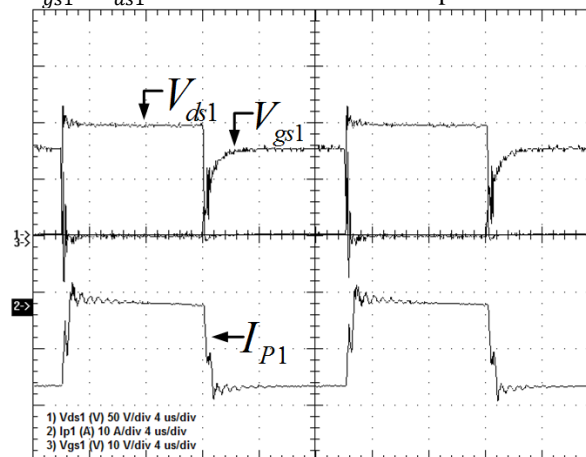


Fonte: Elaborado pelo autor.

Já na Figura 7.7 são mostradas as formas de onda tensões  $V_{gs1}$  e  $V_{ds1}$  no interruptor  $S_1$  e a corrente no enrolamento primário 1, com o conversor operando no MDBB para um ângulo de PS  $10^\circ$ .

Percebe-se que com esta característica de carga e de PS, os interruptores inferiores da ponte 1 estão com comutação suave ZVS, reduzindo assim as perdas no conversor.

Figura 7.7 – Tensões  $V_{gs1}$  e  $V_{ds1}$  e corrente no enrolamento primário 1 no MDBB para PS  $10^\circ$ .

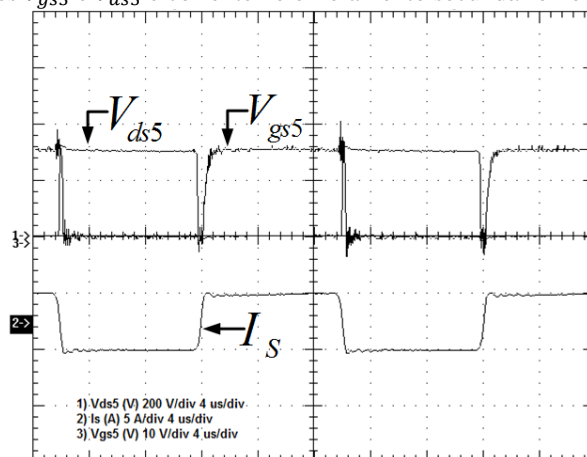


Fonte: Elaborado pelo autor.

Por último para o ângulo de PS  $10^\circ$  e no MDBB, visualizam-se na Figura 7.8 as formas de onda das tensões  $V_{gs5}$  e  $V_{ds5}$  e a corrente no enrolamento secundário do transformador.

Percebe-se também que ocorre comutação suave ZVS para os interruptores inferiores da ponte 2 do conversor proposto. Como já era esperado conforme análise da comutação dos interruptores realizada.

Figura 7.8 – Tensões  $V_{gs5}$  e  $V_{ds5}$  e corrente no enrolamento secundário no MDBB para PS  $10^\circ$ .

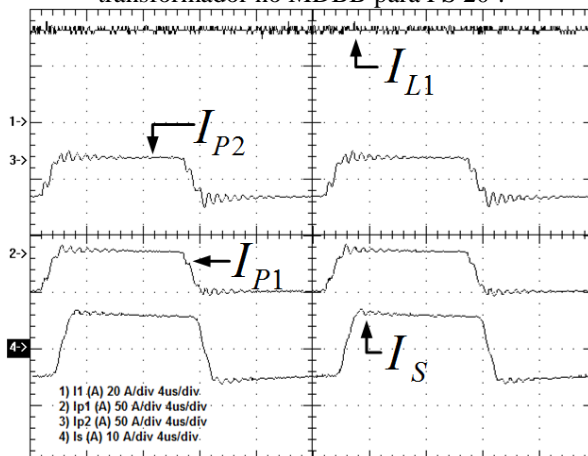


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 7.2.2.2 PS $20^\circ$

A Figura 7.9 apresenta as formas de onda das correntes na porta 1 e nos enrolamentos primários, 1 e 2, e no enrolamento secundário do transformador no MDBB para um ângulo de PS  $20^\circ$ .

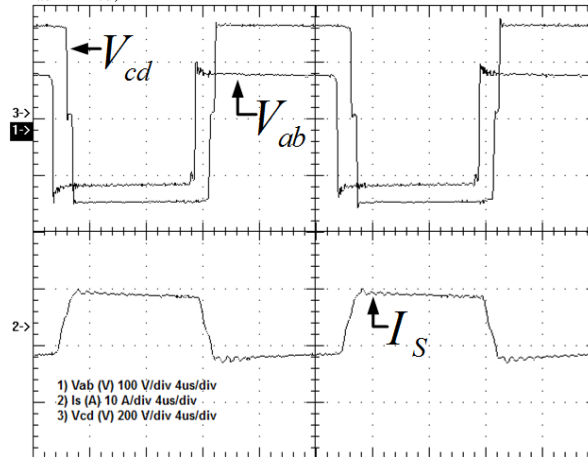
Figura 7.9 – Corrente na porta 1, nos enrolamentos primários 1 e 2 e no enrolamento secundário do transformador no MDBB para PS  $20^\circ$ .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 7.10, visualiza-se as formas de onda da corrente no enrolamento secundário do transformador e tensões  $V_{ab}$  e  $V_{cd}$  no MDBB para um ângulo de PS 20°.

Figura 7.10 – Tensões  $V_{ab}$  e  $V_{cd}$ , e corrente no secundário do transformador no MDBB para PS 20°.

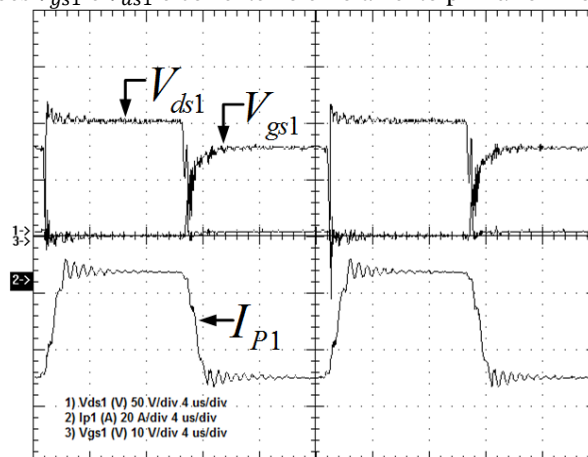


Fonte: Elaborado pelo autor.

Já na Figura 7.11 são mostradas as formas de onda das tensões  $V_{gs1}$  e  $V_{ds1}$  no interruptor  $S_1$  e a corrente no enrolamento primário 1, com o conversor operando no MDBB para um ângulo de PS 20°.

Percebe-se que com esta característica de carga e de PS, os interruptores inferiores da ponte 1 estão com comutação suave ZVS.

Figura 7.11 – Tensões  $V_{gs1}$  e  $V_{ds1}$  e corrente no enrolamento primário 1 no MDBB para PS 20°.

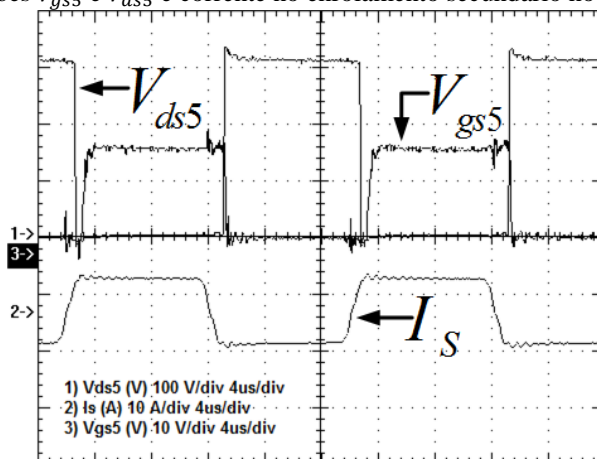


Fonte: Elaborado pelo autor.

Por último para o ângulo de PS 20° e no MDBB, visualizam-se na Figura 7.12 as formas de onda das tensões  $V_{gs5}$  e  $V_{ds5}$  e a corrente no enrolamento secundário do transformador.

Percebe-se também que ocorre comutação suave ZVS para os interruptores inferiores da ponte 2 do conversor proposto.

Figura 7.12 – Tensões  $V_{gs5}$  e  $V_{ds5}$  e corrente no enrolamento secundário no MDBB para PS 20°.

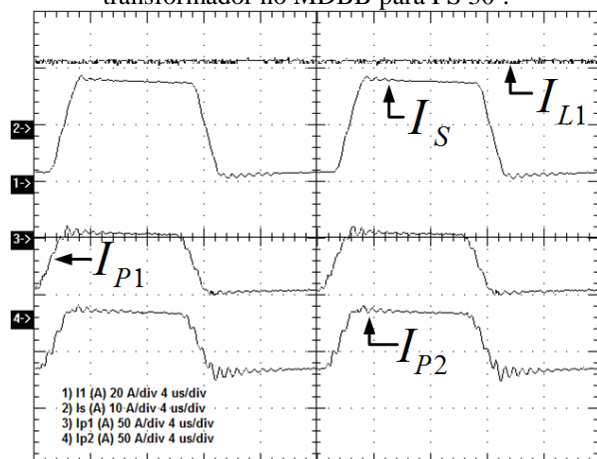


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 7.2.2.3 PS 30°

A Figura 7.13 apresenta as formas de onda das correntes na porta 1 e nos enrolamentos primários, 1 e 2, e no enrolamento secundário do transformador no MDBB para um ângulo de PS 30°.

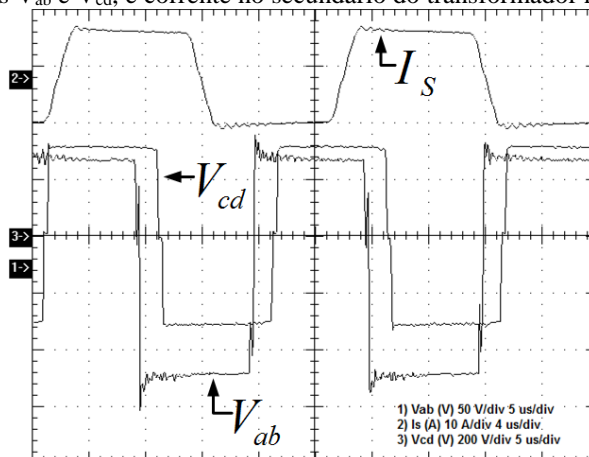
Figura 7.13 – Corrente na porta 1, nos enrolamentos primários 1 e 2 e no enrolamento secundário do transformador no MDBB para PS 30°.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 7.14, visualiza-se as formas de onda da corrente no enrolamento secundário do transformador e tensões  $V_{ab}$  e  $V_{cd}$  no MDBB para um ângulo de PS 30°.

Figura 7.14 – Tensões  $V_{ab}$  e  $V_{cd}$ , e corrente no secundário do transformador no MDBB para PS 30°.

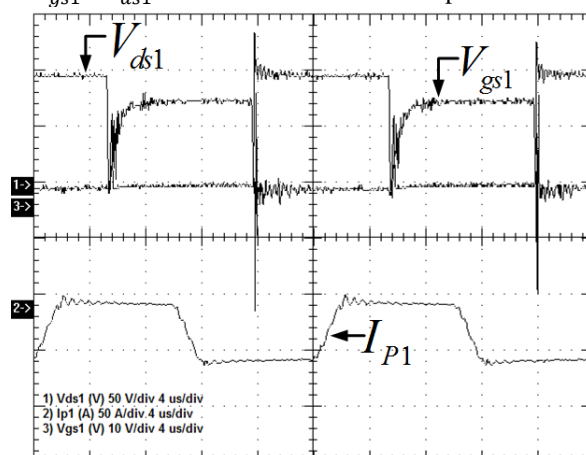


Fonte: Elaborado pelo autor.

Já na Figura 7.11 são mostradas as formas de onda tensões  $V_{gs1}$  e  $V_{ds1}$  no interruptor  $S_1$  e a corrente no enrolamento primário 1, com o conversor operando no MDBB para um ângulo de PS 30°.

Os interruptores inferiores da ponte 1 estão com comutação suave ZVS com esta característica de carga e de PS.

Figura 7.15 – Tensões  $V_{gs1}$  e  $V_{ds1}$  e corrente no enrolamento primário 1 no MDBB para PS 30°.

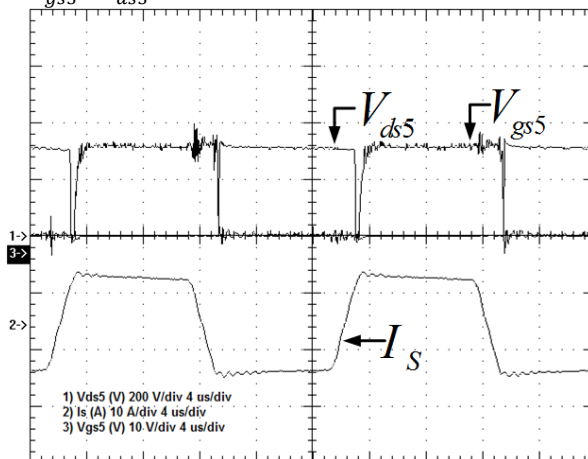


Fonte: Elaborado pelo autor.

Por último para o ângulo de PS 30° e no MDBB, visualizam-se na Figura 7.16 as formas de onda das tensões  $V_{gs5}$  e  $V_{ds5}$  e a corrente no enrolamento secundário do transformador.

Percebe-se também que ocorre comutação suave ZVS para os interruptores inferiores da ponte 2 do conversor proposto.

Figura 7.16 – Tensões  $V_{gs5}$  e  $V_{ds5}$  e corrente no enrolamento secundário no MDBB para PS 30°.



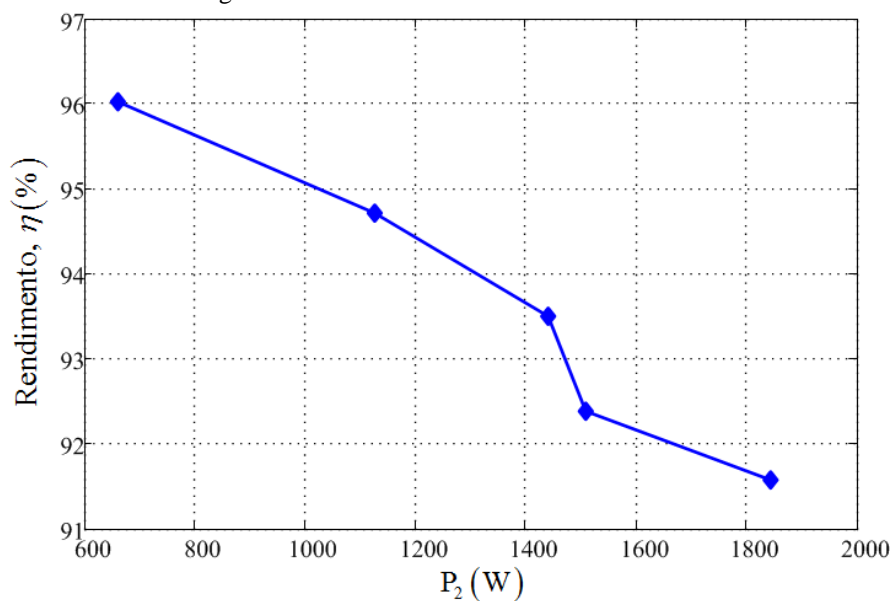
Fonte: Elaborado pelo autor.

### 7.2.3 Curva de Rendimento

O conversor operando no MDBB obteve a curva de rendimento apresentado na Figura 7.5. As medições foram realizadas com o equipamento PZ4000 *Power Analyzer* DC ~ 2 MHz – 5 MS/s da Yokogawa®, tanto neste modo como no MCBB.

Percebe-se que o rendimento máximo dentro da faixa medida do conversor é obtido na potência de 661 W na porta 3, com valor aproximado em 96%. Mas o rendimento com o aumento da potência decresce, sendo que próximo a potência nominal (1845 W) é de 91,57% com PS em 30°.

Figura 7.17 – Curva de rendimento no MDBB.



Fonte: Elaborado pelo autor.

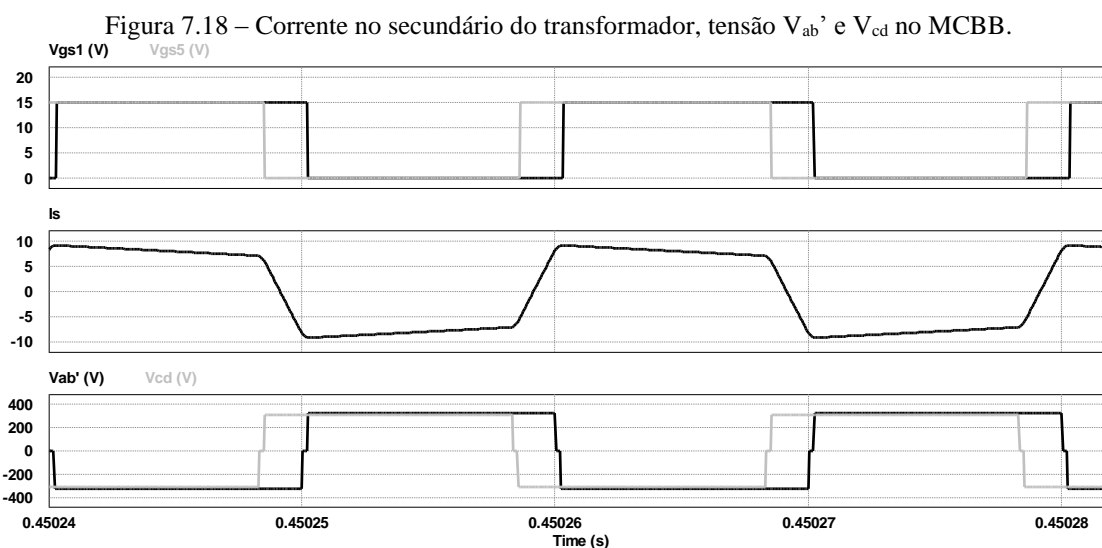
### 7.3 RESULTADOS NO MCBB

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação e experimentais para o conversor DAB-CCTE operando no MCBB. Portanto com valores de PS negativos.

#### 7.3.1 Resultados de Simulação

O circuito de simulação do conversor DAB-CCTE é o mesmo do caso anterior. Além disso, os parâmetros dos componentes também permanecem inalterados. Apesar das variações em alguns outros valores, como PS, D e  $R_1$ .

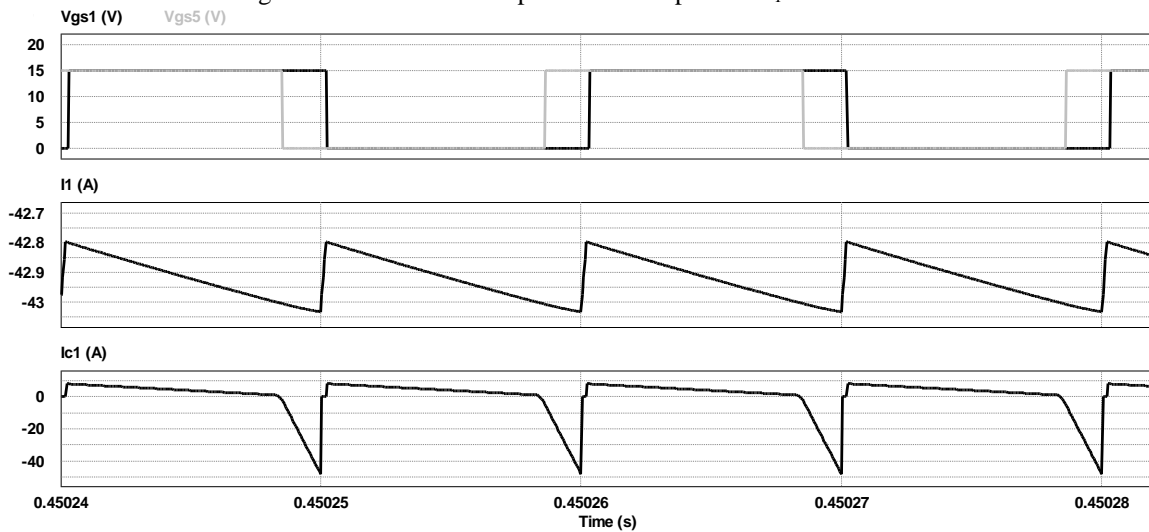
A Figura 7.18 mostra as formas de onda da corrente no secundário do transformador e as tensões  $V_{ab}'$  e  $V_{cd}$  obtidas na simulação. A razão cíclica (D) e o PS são 0,51 e  $-\pi/6$ , respectivamente. Analisando as formas de onda, observa-se que estão de acordo com as obtidas pela análise teórica.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 7.19 apresenta as formas de onda da corrente na porta 1, esta corrente percorre o indutor  $L_1$ . Como o valor da corrente está negativo, comprova-se assim o MCBB. A corrente no capacitor  $C_1$  (elo CC) também é demonstrada na mesma figura.

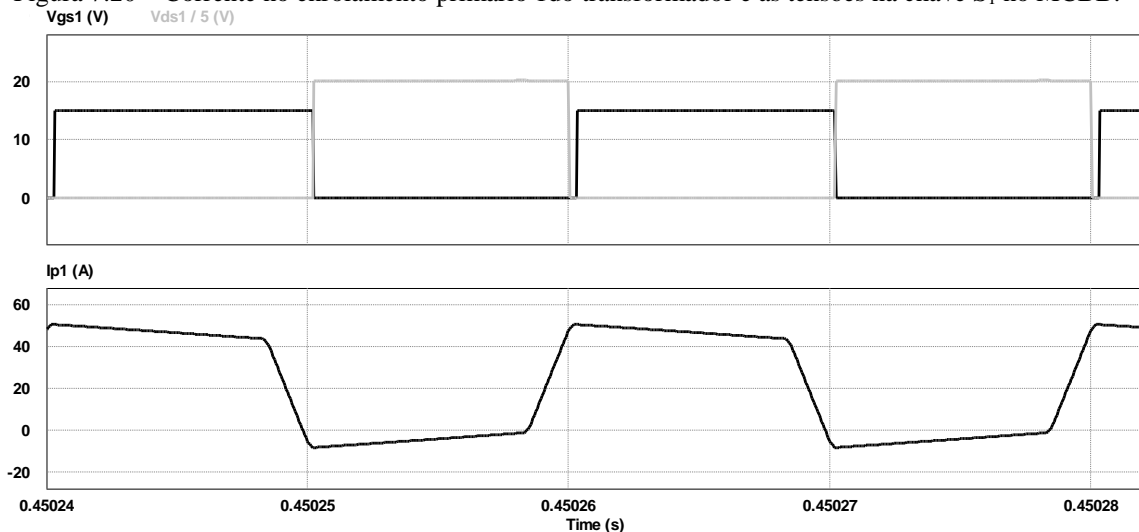
Figura 7.19 – Corrente na porta 1 e no capacitor  $C_1$  no MCBB.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 7.20 demonstra-se as tensões  $V_{ds1}$  e  $V_{gs1}$  no interruptor  $S_1$  no MCBB. Além da corrente no primário 1 do transformador da CCTE. Percebe-se que para esta característica de carga ocorre comutação suave ZVS.

Figura 7.20 – Corrente no enrolamento primário 1 do transformador e as tensões na chave  $S_1$  no MCBB.



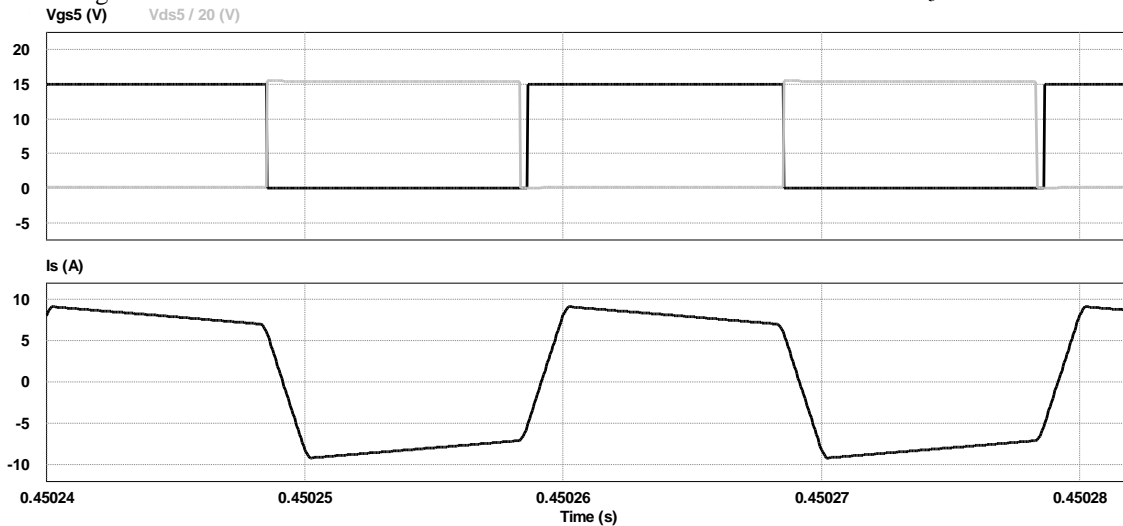
Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 7.21 visualiza-se a corrente no secundário do transformador e tensões no interruptor  $S_5$ . Como realizado anteriormente, verifica-se que ocorre comutação suave ZVS nos interruptores inferiores da ponte 2 da topologia em estudo.



Outra questão relevante é a ausência de picos de tensão devido ao tempo morto dos interruptores do mesmo, isto é uma característica bastante desejável, pois as probabilidades de danos permanentes são reduzidas.

Figura 7.21 – Corrente no secundário do transformador e as tensões na chaves  $S_5$  no MCBB.



Fonte: Elaborado pelo autor.

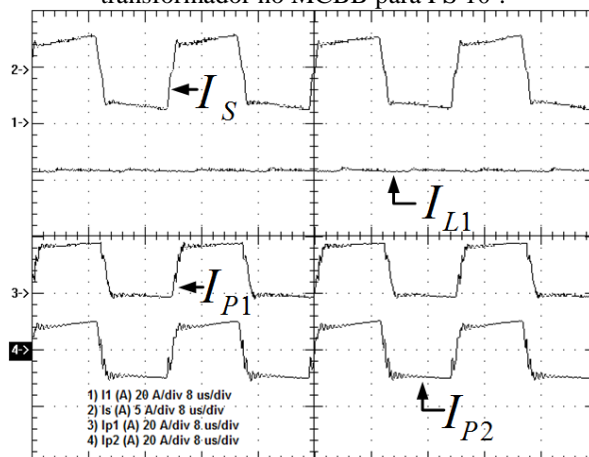
### 7.3.2 Resultados Experimentais

A partir do protótipo desenvolvido foram realizados ensaios e obtidos os resultados apresentados neste modo de operação do conversor. As especificações dos parâmetros são as mesmas da simulação.

#### 7.3.2.1 PS 10°

A Figura 7.22 apresenta as formas de onda das correntes na porta 1 e nos enrolamentos primários, 1 e 2, e no enrolamento secundário do transformador no MCBB para um ângulo de PS 10°.

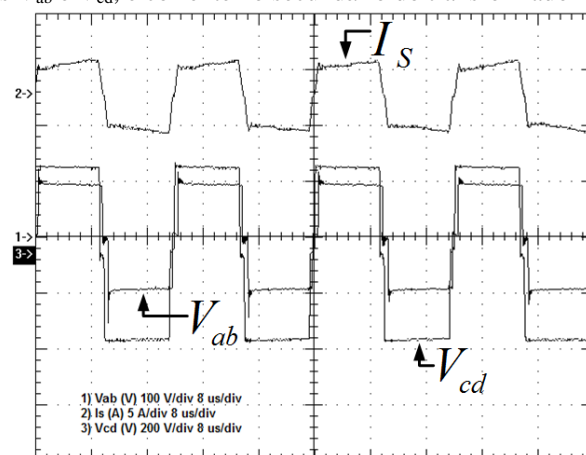
Figura 7.22 – Corrente na porta 1, nos enrolamentos primários 1 e 2 e no enrolamento secundário do transformador no MCBB para PS 10°.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 7.14, visualiza-se as formas de onda da corrente no enrolamento secundário do transformador e tensões  $V_{ab}$  e  $V_{cd}$  no MDBB para um ângulo de PS 10°. Percebe-se que entre as tensões  $V_{ab}$  e  $V_{cd}$  ocorre o PS do conversor.

Figura 7.23 – Tensões  $V_{ab}$  e  $V_{cd}$ , e corrente no secundário do transformador no MCBB para PS 10°.

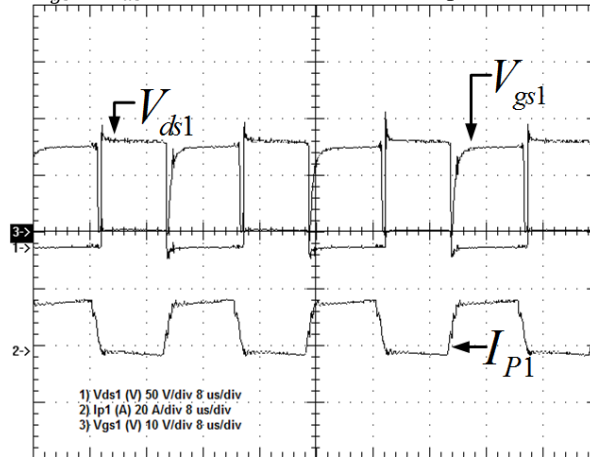


Fonte: Elaborado pelo autor.

Já na Figura 7.24 são mostradas as formas de onda tensões  $V_{gs1}$  e  $V_{ds1}$  no interruptor  $S_1$  e a corrente no enrolamento primário 1, com o conversor operando no MCBB para um ângulo de PS 10°.

Percebe-se que com esta característica de carga e de PS, os interruptores inferiores da ponte 1 estão com comutação suave ZVS, reduzindo assim as perdas no conversor.

Figura 7.24 – Tensões  $V_{gs1}$  e  $V_{ds1}$  e corrente no enrolamento primário 1 no MCBB para PS 10°.

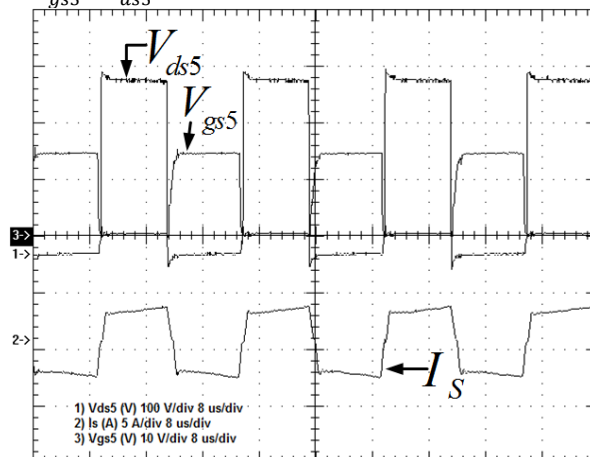


Fonte: Elaborado pelo autor.

Por último para o ângulo de PS 10° e no MCBB, visualizam-se na Figura 7.8 as formas de onda das tensões  $V_{gs5}$  e  $V_{ds5}$  e a corrente no enrolamento secundário do transformador.

Percebe-se também que ocorre comutação suave ZVS para os interruptores inferiores da ponte 2 do conversor proposto. Como já era esperado conforme análise da comutação dos interruptores realizada.

Figura 7.25 – Tensões  $V_{gs5}$  e  $V_{ds5}$  e corrente no enrolamento secundário no MCBB para PS 10°.

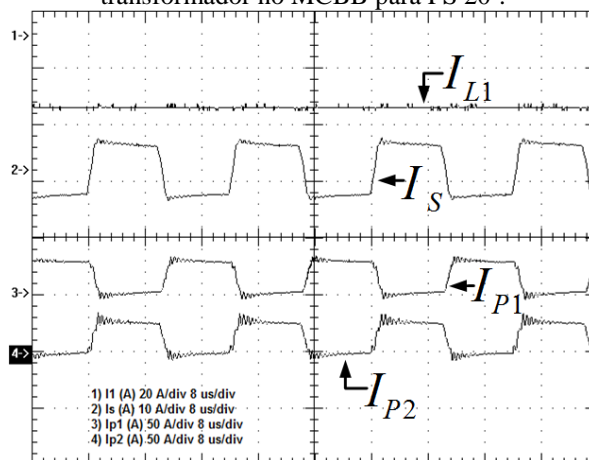


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 7.3.2.2 PS 20°

A Figura 7.26 apresenta as formas de onda das correntes na porta 1 e nos enrolamentos primários, 1 e 2, e no enrolamento secundário do transformador no MCBB para um ângulo de PS 20°.

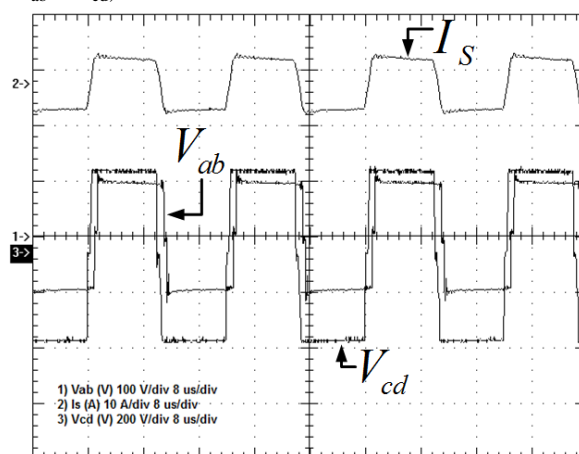
Figura 7.26 – Corrente na porta 1, nos enrolamentos primários 1 e 2 e no enrolamento secundário do transformador no MCBB para PS 20°.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 7.27, visualiza-se as formas de onda da corrente no enrolamento secundário do transformador e tensões  $V_{ab}$  e  $V_{cd}$  no MCBB para um ângulo de PS 20°. Percebe-se que entre as tensões  $V_{ab}$  e  $V_{cd}$  ocorre o PS do conversor.

Figura 7.27 – Tensões  $V_{ab}$  e  $V_{cd}$ , e corrente no secundário do transformador no MCBB para PS 20°.

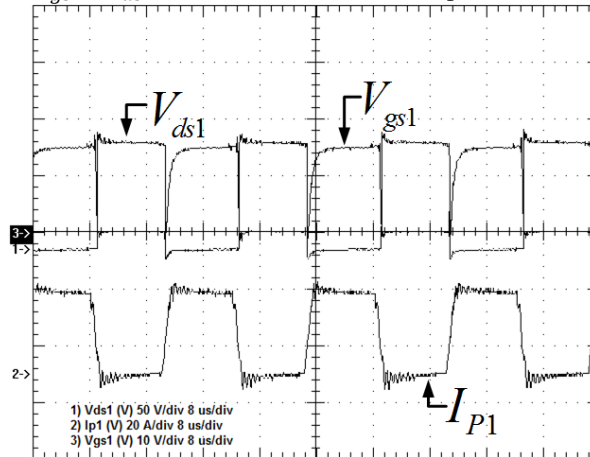


Fonte: Elaborado pelo autor.

Já na Figura 7.28 são mostradas as formas de onda tensões  $V_{gs1}$  e  $V_{ds1}$  no interruptor  $S_1$  e a corrente no enrolamento primário 1, com o conversor operando no MCBB para um ângulo de PS 20°.

Percebe-se que com esta característica de carga e de PS, os interruptores inferiores da ponte 1 estão com comutação suave ZVS.

Figura 7.28 – Tensões  $V_{gs1}$  e  $V_{ds1}$  e corrente no enrolamento primário 1 no MCBB para PS 20°.

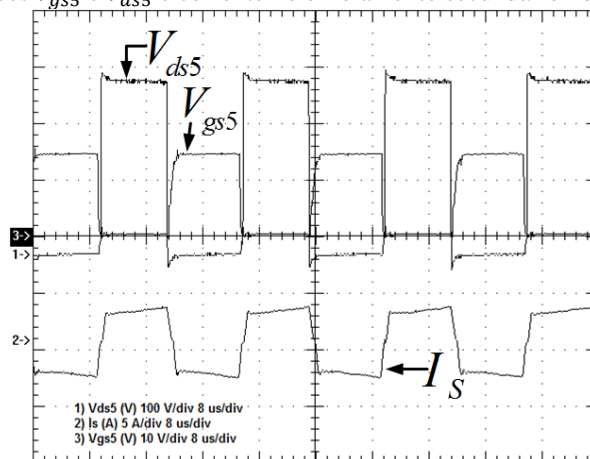


Fonte: Elaborado pelo autor.

Por último para o ângulo de PS 20° e no MCBB, visualizam-se na Figura 7.29 as formas de onda das tensões  $V_{gs5}$  e  $V_{ds5}$  e a corrente no enrolamento secundário do transformador.

Percebe-se também que ocorre comutação suave ZVS para os interruptores inferiores da ponte 2 do conversor proposto.

Figura 7.29 – Tensões  $V_{gs5}$  e  $V_{ds5}$  e corrente no enrolamento secundário no MCBB para PS 20°.

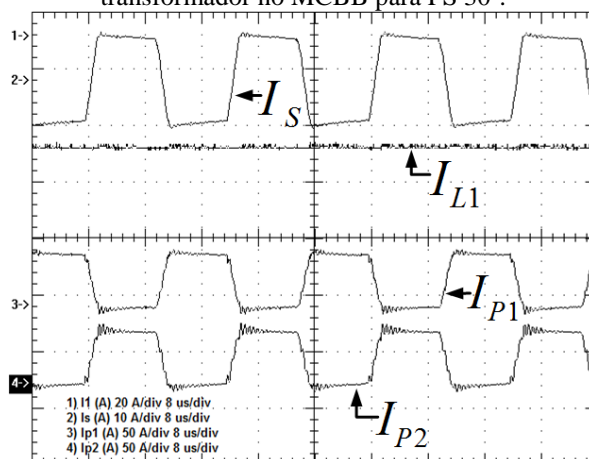


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 7.3.2.3 PS 30°

A Figura 7.30 apresenta as formas de onda das correntes na porta 1 e nos enrolamentos primários, 1 e 2, e no enrolamento secundário do transformador no MCBB para um ângulo de PS 30°.

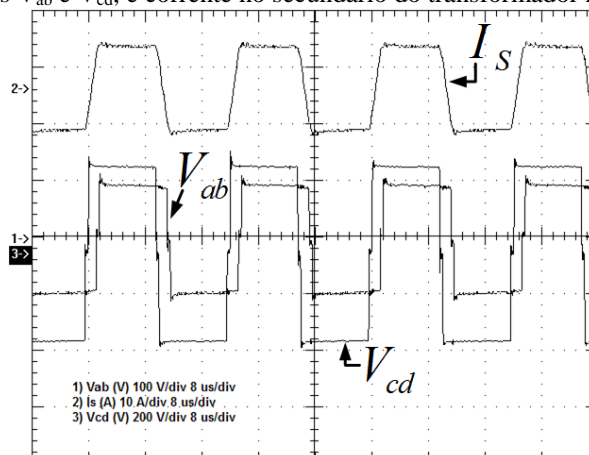
Figura 7.30 – Corrente na porta 1, nos enrolamentos primários 1 e 2 e no enrolamento secundário do transformador no MCBB para PS 30°.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 7.31, visualiza-se as formas de onda da corrente no enrolamento secundário do transformador e tensões  $V_{ab}$  e  $V_{cd}$  no MCBB para um ângulo de PS 30°.

Figura 7.31 – Tensões  $V_{ab}$  e  $V_{cd}$ , e corrente no secundário do transformador no MCBB para PS 30°.

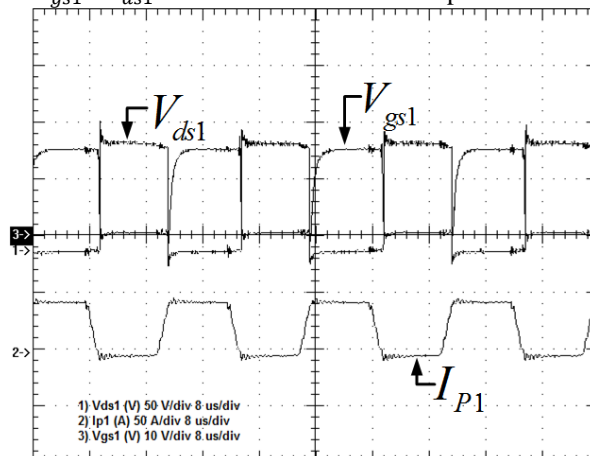


Fonte: Elaborado pelo autor.

Já na Figura 7.32 são mostradas as formas de onda das tensões  $V_{gs1}$  e  $V_{ds1}$  no interruptor  $S_1$  e a corrente no enrolamento primário 1, com o conversor operando no MCBB para um ângulo de PS 30°.

Percebe-se que com esta característica de carga e de PS, os interruptores inferiores da ponte 1 estão com comutação suave ZVS.

Figura 7.32 – Tensões  $V_{gs1}$  e  $V_{ds1}$  e corrente no enrolamento primário 1 no MCBB para PS 30°.

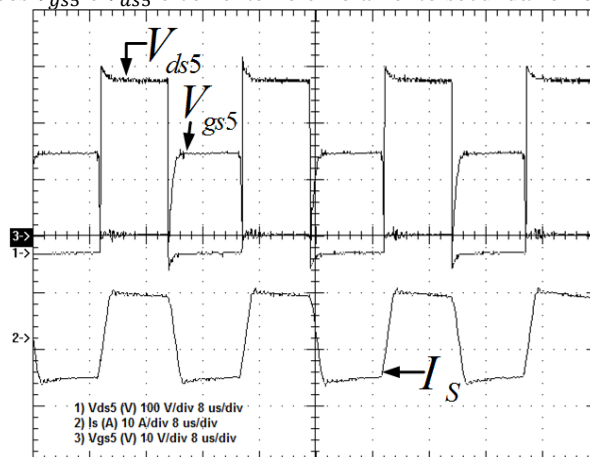


Fonte: Elaborado pelo autor.

Por último para o ângulo de PS 30° e no MCBB, visualizam-se na Figura 7.33 as formas de onda das tensões  $V_{gs5}$  e  $V_{ds5}$  e a corrente no enrolamento secundário do transformador.

Percebe-se também que ocorre comutação suave ZVS para os interruptores inferiores da ponte 2 do conversor proposto.

Figura 7.33 – Tensões  $V_{gs5}$  e  $V_{ds5}$  e corrente no enrolamento secundário no MCBB para PS 30°.

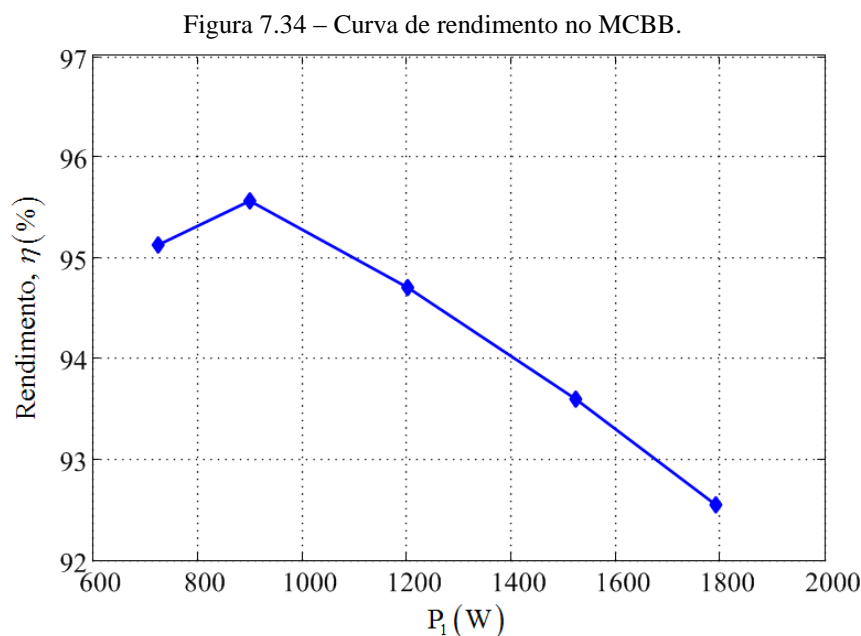


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 7.3.3 Curva de Rendimento

A Figura 7.34 apresenta a curva de rendimento do conversor operando no MCBB para diversos valores de potência na porta 1 (banco de baterias).

O rendimento para uma ampla faixa de potência, com valores entre 700 W e 1800 W, está compreendido entre aproximadamente 95,5% e 92,5%. Visualiza-se que o rendimento máximo ocorre para uma potência de 901 W, com valor de 95,56%.



Fonte: Elaborado pelo autor.

## 7.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo, foram mostrados os resultados obtidos por simulação das principais formas de onda do conversor, tanto no MDBB como no MCBB. Verificando os resultados experimentais, visualiza-se que estão de acordo com a análise teórica realizada anteriormente.

Logo em seguida, foram obtidos os resultados experimentais do protótipo de 2 kW desenvolvido em laboratório operando de forma bidirecional. Como resultados, mostrou-se a comutação suave ZVS em todos os interruptores da topologia para uma determinada característica de carga. Além de ser possível visualizar que para algumas condições, a comutação suave não era possível em todos os interruptores.

Foi possível através das formas de onda obtidas, tanto em simulação quanto na prática, validar o projeto descrito no capítulo anterior.

Demonstrou-se experimentalmente que o conversor pode ser implementado para aplicações em alta densidade de potência, utilizando duas variáveis de controle, o D e o  $\phi$ .



## **8 CONCLUSÃO GERAL**

### **8.1 CONCLUSÕES GERAIS**

Neste trabalho realizou-se o estudo aprofundado de uma topologia baseada no DAB e na CCTE, obtendo assim uma nova topologia, designada nesta literatura como DAB-CCTE. A proposta de aplicação do conversor é em sistemas fotovoltaicos com banco de baterias, mas não o impede de ser aplicado em diversos outros sistemas, como com células a combustível, supercapacitores, dentre outros.

Para obtenção das características do conversor aplicou-se uma modulação baseada na variação da razão cíclica (D) e do PS. Foi possível verificar o surgimento de dezesseis regiões de operação. Outra questão relevante é a redução dos esforços de corrente nos interruptores da ponte 1, no caso experimentalmente nos interruptores MOSFET.

Devido à alta frequência de comutação foi possível reduzir os elementos magnéticos. Tendo como destaque a frequência sobre o indutor da porta 1, pois o seu valor é dobrado em virtude das características da CCTE.

Realizou-se também uma revisão bibliográfica mostrando as características de diversos conversores CC-CC bidirecionais. Foi possível visualizar que nos últimos anos várias topologias foram propostas.

O estudo da comutação suave foi realizado, pois assim delimitam-se as regiões onde ocorre comutação ZVS nos interruptores da topologia. Visando com isso o aumento do rendimento.

Para comprovação da análise teórica são apresentados os resultados de simulação e experimentais. Como também para validar o projeto do conversor, que foi apresentado em um dos capítulos desta dissertação.

O rendimento máximo do protótipo de 2 kW implementado em laboratório foi próximo de 95,5% em aproximadamente 1 kW tanto no MCBB como MDBB.

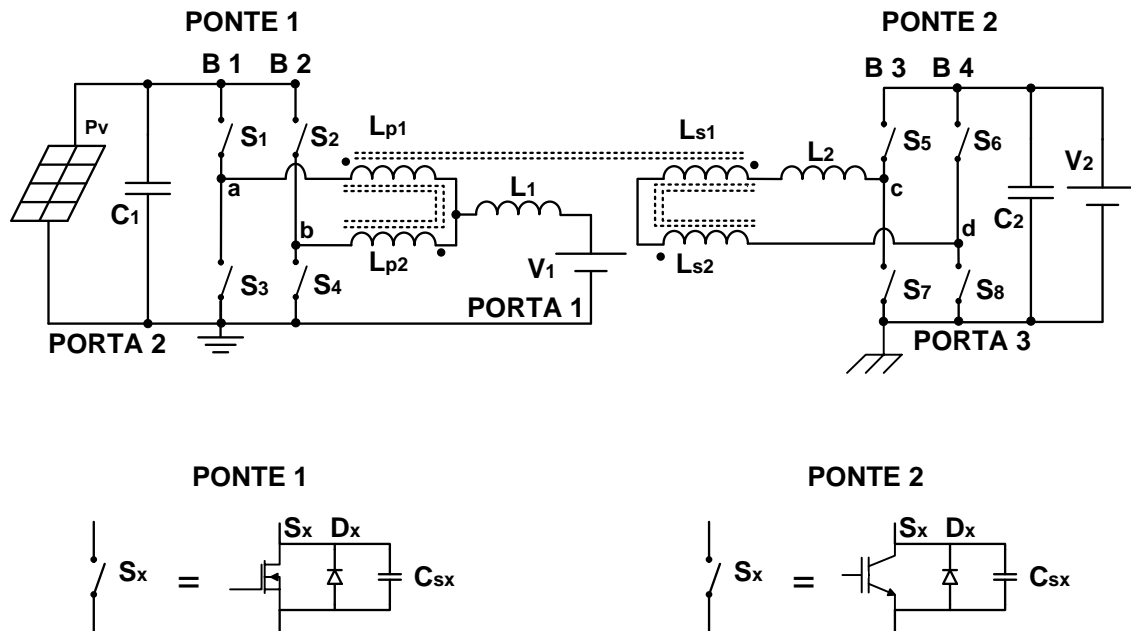
### **8.2 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS**

Como sugestões de trabalhos futuros com temas semelhantes ao abordado nesta dissertação, propõem-se:

- Estudo do conversor DAB-CCTE com utilização da porta 2, inserindo um sistema fotovoltaico, conforme Figura 8.1;

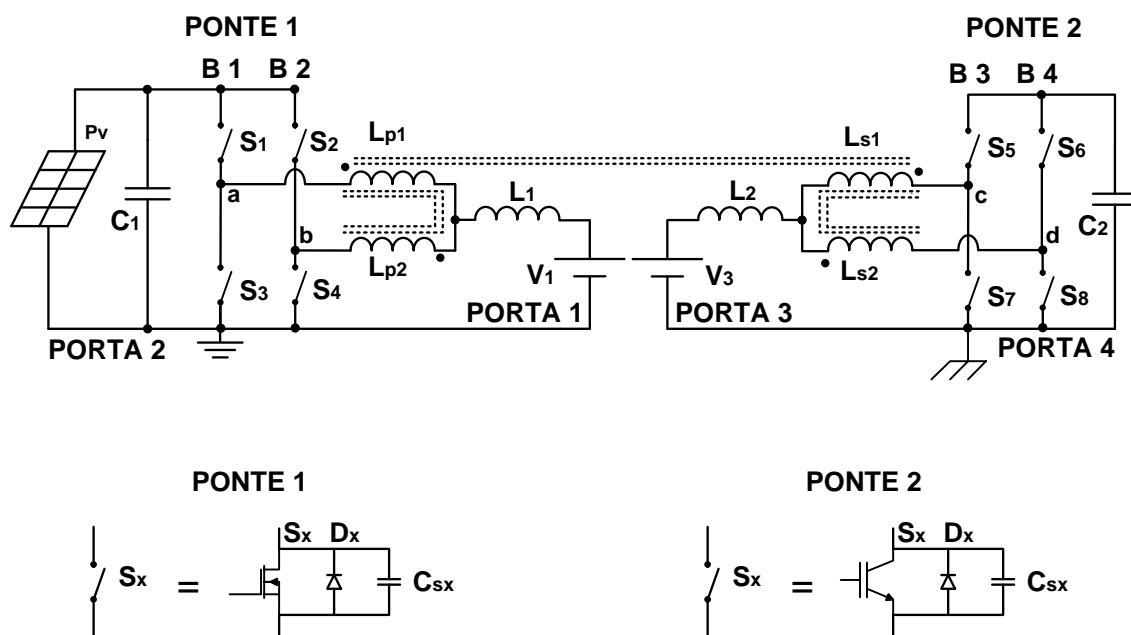
- Estudo mais detalhado dos esforços no DAB-CCTE;
- Estudo da topologia exposta na Figura 8.2, no qual é bastante similar ao estudado neste trabalho, tendo como novidade a inserção de uma nova porta para fluxo de potência;
- Estudo do controle em malha fechada do conversor DAB-CCTE, tanto o exposto neste trabalho como a configuração apresentado na Figura 8.1.

Figura 8.1 – Conversor DAB-CCTE utilizando a porta 2 com painéis fotovoltaicos.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 8.2–Conversor DAB baseado em duas CCTE.



Fonte: Elaborado pelo autor.

## REFERÊNCIAS

- ALVES, D. B. S.; PRAÇA, P. P.; OLIVEIRA, D. S.; BARRETO, L. H. S. C. **A Single Stage High Voltage Gain Boost Converter Based on the Three-State Switching Cell.** In: PCIM South America, São Paulo-SP, Brazil, 2014.
- ANDERSEN, R. L. **Conversores Push-Pull PWM CC-CC Trifásicos Alimentados em Corrente.** Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, 2010.
- BARAZARTE, R. Y.; GONZA, X et al. **Generalized Gyrator Theory.** Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 25, n°. 7, pp. 1832-1837, 2010.
- BARBI, I. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados.** Edição do Autor. Florianópolis, Brasil, 2000.
- BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas.** 2 ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2007.
- BARRETO, L. H. S. C.; PRAÇA, P. P.; OLIVEIRA, D. S.; SILVA, R. N. A. L. **High Voltage Gain Boost Converter Based on Three-State Commutation Cell for Battery Charging Using PV Panels in a Single Conversion Stage.** IEEE Trans. Power Electron., Vol. 29, pp. 150-158, 2014.
- BARROZO, F. E. O. **Conversor CC-CC Bidirecional em Corrente para Aplicação em Veículos Elétricos.** 2010. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará.
- BARROZO, F. E. O.; BASCOPE, R. P. T.; PONTES, R. S. T.; FERREIRA, D. L. **Conversor bidirecional baseado na célula de comutação de três estados para aplicação em veículos elétricos,** In: INDUSTRY APPLICATIONS (INDUSCON), 2010, p. 1-6.
- BASCOPE, G. V. T. **Nova Família de Conversores CC-CC PWM Não Isolados Utilizando Células de Comutação de Três Estados.** 2001. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- BASCOPE, G. V. T.; BARBI, I. **Generation of a Family of Non-Isolated Dc-Dc PWM Converters Using New Three-State Switching Cells.** IEEE Power Electronic Specialists Conference, 2000, v.2, 18-23, p. 858-863, June 2000.
- CHA, H.; CHOI, J.; HAN, B. **A Three-Phase Interleaved DC-DC Converter With Active Clamp for Fuel Cells.** IEEE Transactions on Power Electronics, v. 25, n. 8, p. 2115-2123, Agosto 2010.

DE DONCKER, R. W. A. A.; DIVAN, D. M.; KHERALUWALA, M. H. **A Three-phase Soft-Switched High-Power-Density DC-DC Converter for High-Power Applications**. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 27, n. 1, p. 63-73, Jan/Fev. 1991.

DOS SANTOS, W. M. **Estudo e implementação do conversor TAB (Triple Active Bridge) aplicado a sistemas renováveis solares fotovoltaicos**. 2011. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina.

DOS SANTOS, W. M.; MARCON, R. C.; MARTINS, D. C. **Application of the Voltage Fed TAB Converter as Energy Source Coupler**. IEEE Latin American Transactions, v. 9, n.4, p. 510-515, Julho 2011.

EHSANI, M.; HUSAIN, I.; BILGIC, M. O. **Power converters as natural gyrators**. Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on, vol. 40, n°. 12, pp. 946-949, 1993.

FALCONES, S.; AYYANAR, R.; MAO, X. **A DC-DC Multiport-Converter-Based Solid-State Transformer Integrating Distributed Generation and Storage**. IEEE Transactions on Power Electronics, v.28, n.5, p. 2192-2203, Maio 2013.

HENN, G. A. L. **Conversor Boost Bidirecional de Alto Ganho Aplicado a um Sistema Fotovoltaico**. 2008. Dissertação de Mestrado. Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza.

KHERALUWALA, M. H.; GASCOIGNE, R. W.; DIVAN, D. M.; BAUMANN, E. **D.Performance Characterization of a High-Power Dual Active Bridge dc-to-dc Converter**. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 28, n. 6, p. 1294-1301, Nov/Dec. 1992.

KRISMER, F.; KOLAR, J. W. **Closed Form Solution for Minimum Conduction Loss Modulation of DAB Converters**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 27, n. 1, p. 174-188, Janeiro 2012.

MARQUES, D. D. **Conversor CC-CC Bidirecional de Alto Ganho para Aplicação em Sistemas Autônomos de Geração de Energia Elétrica**. 2012. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal do Ceará.

MARQUES, D. D.; ANTUNES, F. L. M.; BASCOPE, R. P. T.; MARINHO, I. F.; PAULO, M. T. **Conversor bidirecional CC-CC de Alto Ganho para Aplicação em Sistemas Autônomos de Geração de Energia Elétrica**, In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA (CBA), 2012, p. 1886-1896.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 3 ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2008.

MARTINS, D. C; BARBI, I. **Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA**. Florianópolis, 2005.

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and Inductor Design Handbook**. 2<sup>nd</sup> Ed., New York: Marcel Dekker, USA, 1988.

NAAYAGI, R. T.; FORSYTH, A. J.; SHUTTLEWORTH, R. **High-Power Bidirectional DC–DC Converter for Aerospace Applications**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 27, n. 11, p. 4366-4379, Novembro 2012.

OGGIER, G. G.; GARCÍA, G. O.; OLIVA, A. R. **Modulation Strategy to Operate the Dual Active Bridge DC–DC Converter Under Soft Switching in the Whole Operating Range**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 26, n. 4, p. 1228-1236, Abril 2011.

OGGIER, G. G.; GARCÍA, G. O.; OLIVA, A. R. **Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 24, n. 7, p. 1826-1838, Julho 2009.

OLIVEIRA, D. S.; BARRETO, L. H. S. C.; PRAÇA, P. P.; OLIVEIRA, H. M.; LEITE, M.; GOMES, A. M. **A Bidirectional Single Stage DC-DC Converter with High Frequency Isolation**, In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS (INDUSCON), 2012, p. 2990-2996.

OLIVEIRA, H. M.; OLIVEIRA, D. S.; PRAÇA, P. P. **Soft-Switching Bidirectional Isolated Three-phase DC-DC Converter with Dual Phase-Shift and Variable Duty Cycle**, In: IEEE POWER ELECTRONICS CONFERENCE BRAZILIAN (COBEP), 2013, p. 129-134.

PRAÇA, P. P.; HENN, G. A. L.; OLIVEIRA, D. S.; BARRETO, L. H. S. C.; SILVA, R. N. A. L. **High Voltage Gain Single Stage DC-DC Converter Based on Three-State Commutation Cell**. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 2882-2887, March 2013.

RUSELER, A.; BARBI, I. **Isolated Zeta-SEPIC Bidirectional DC-DC Converter with Active-Clamping**, In: IEEE POWER ELECTRONICS CONFERENCE BRAZILIAN (COBEP), 2013, pp. 123-128.

SEGARAN, D.; HOLMES, D. G.; MCGRATH, B. P. **Enhanced Load Step Response for a Bidirectional DC–DC Converter**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 28, n.1, p. 371-379, 2013.

TAO, H.; KOTSOPOULOS, A.; DUARTE, J. L.; HENDRIX, A. M. **Transformer-Coupled Multiport ZVS Bidirectional DC–DC Converter With Wide Input Range**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 23, n. 2, p. 771-2203, Março 2008.

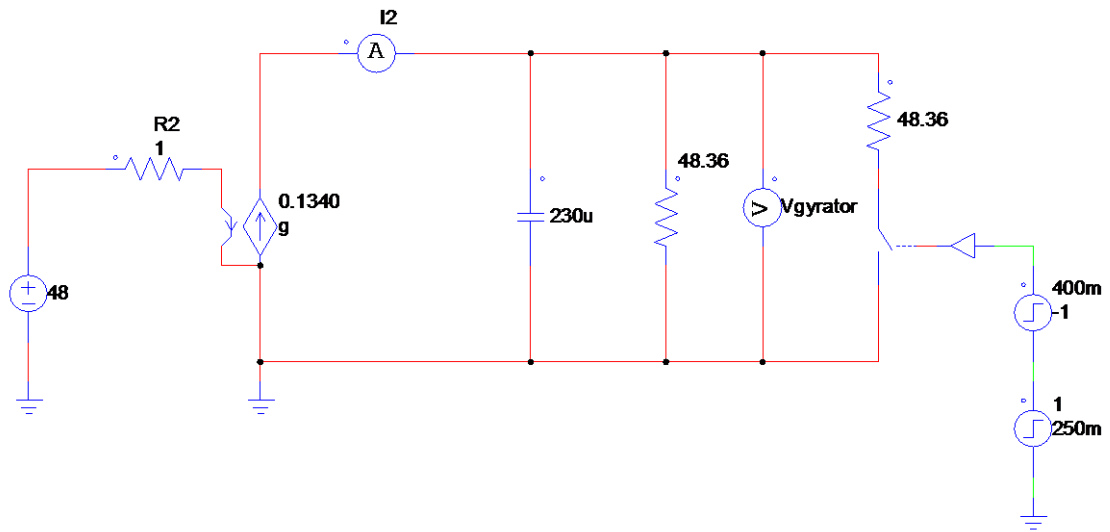
WANG, Z.; LUI, H. **A Soft Switching Three-phase Current-fed Bidirectional DC-DC Converter With High Efficiency Over a Wide Input Voltage Range**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 27, n. 2, p. 669-684, Fevereiro 2012.

WANG, Z.; LUI, H. **An Integrated Three-Port Bidirectional DC–DC Converter for PV Application on a DC Distribution System**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 28, n.10, p. 4612-4624, Outubro 2013.

ZHOU, H.; KHAMBADKONE, A. M. **Hybrid Modulation for Dual-active-Bridge Bidirectional Converter With Extended Power Range for Ultracapacitor Application.** IEEE Transactions on Power Electronics, v. 45, n. 4, p. 1434-1442, Julho/Agosto 2009.

## APÊNDICE A - CIRCUITO DE SIMULAÇÃO DO *GYRATOR*

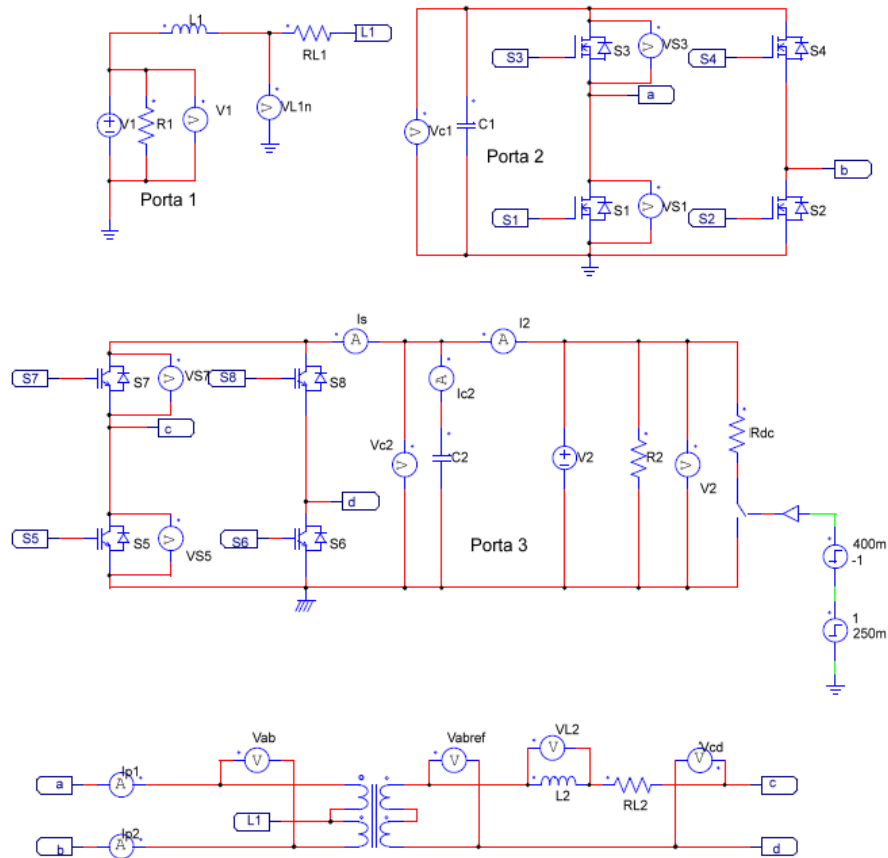
Figura A.1 – Circuito do *gyrator* simulado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

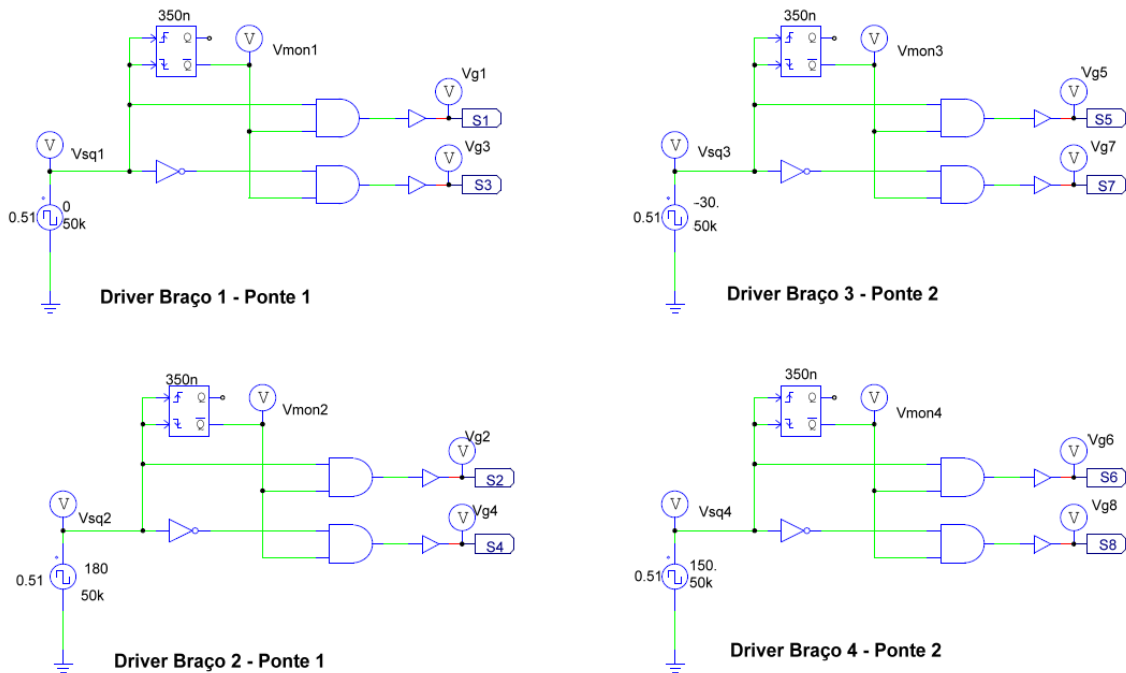
## APÊNDICE B - CIRCUITOS DE SIMULAÇÃO

Figura B.1 – Circuito de potência simulado.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura B.2 – Circuitos de acionamento dos interruptores – Drivers e controle em malha aberta.

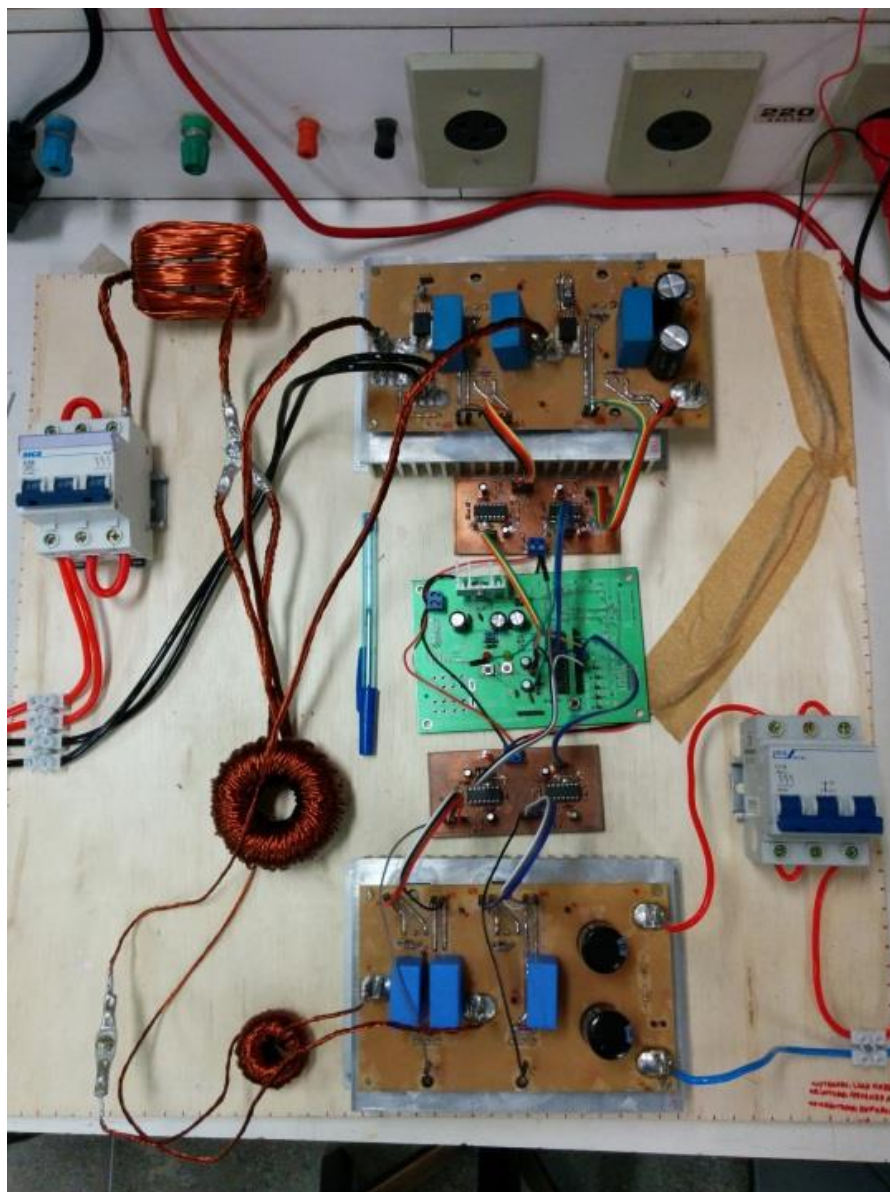


Fonte: Elaborado pelo autor.



## APÊNDICE C - FOTOGRAFIA DO PROTÓTIPO

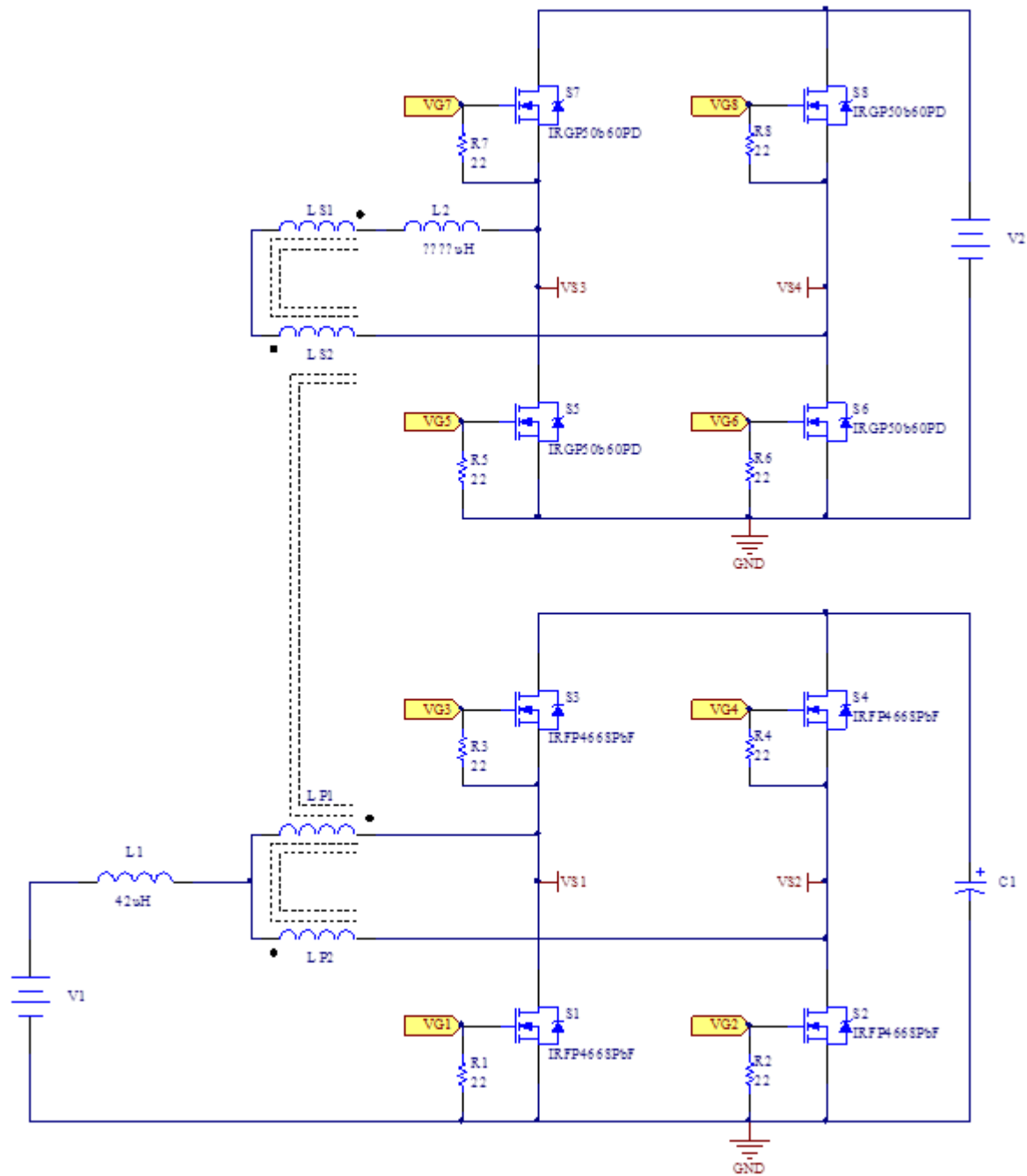
Figura C.1 – Fotografia do protótipo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

## APENDICE D – ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR

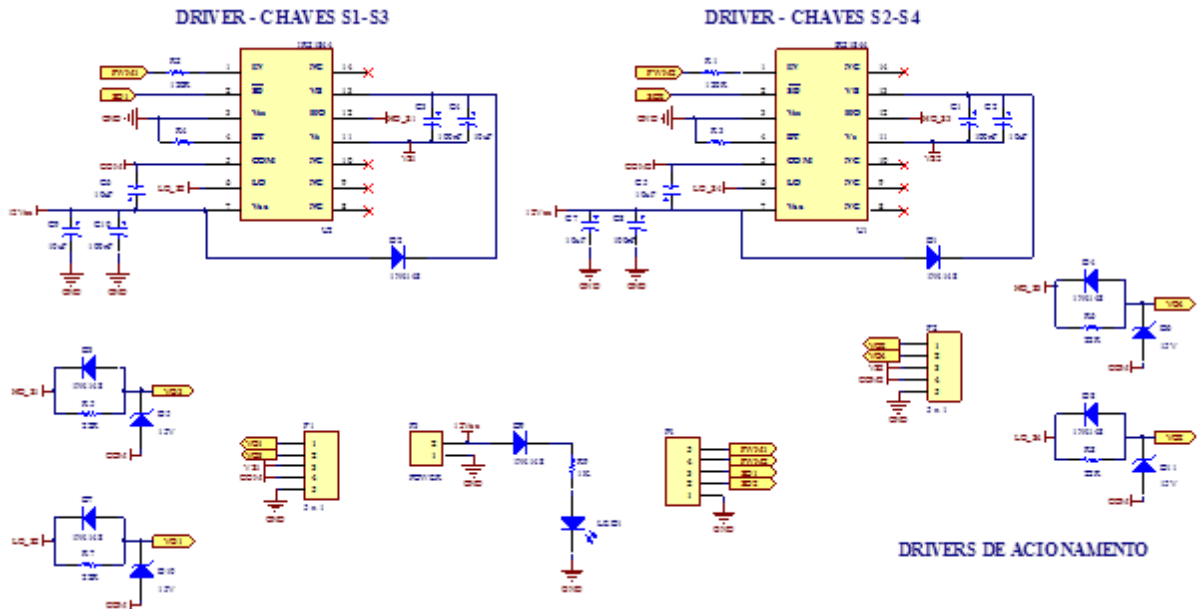
Figura D.1 – Esquemático do circuito de potência.



Fonte: Elaborada pelo autor.

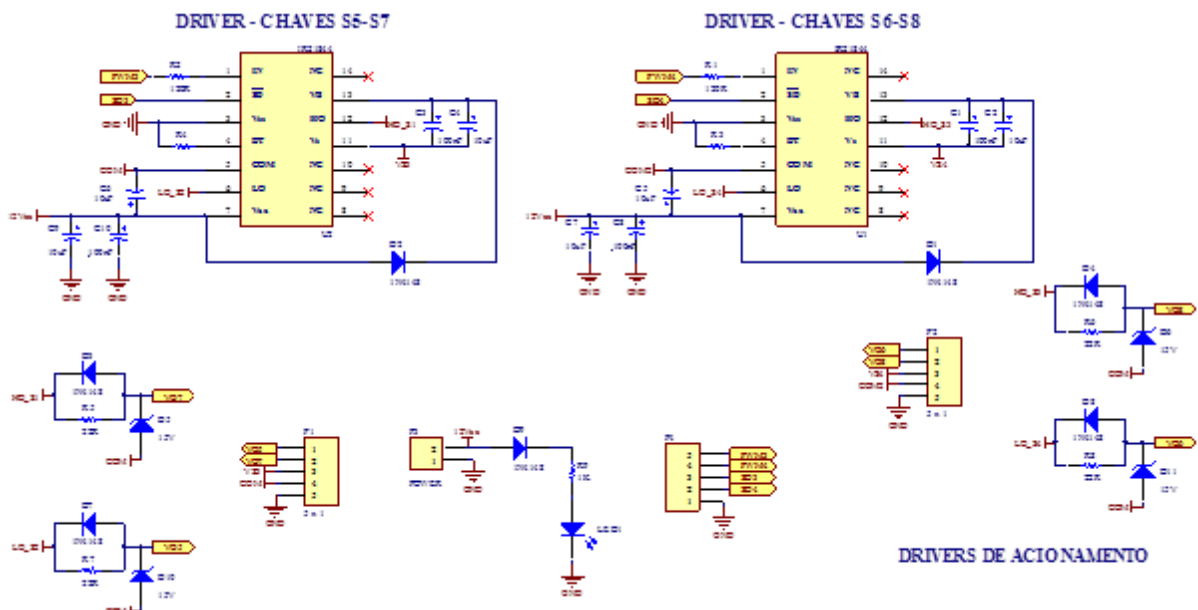
## APÊNDICE E – ESQUEMÁTICO DOS DRIVERS DE ACIONAMENTO

Figura E.1 – Esquemático do *driver* dos interruptores da ponte 1.



Fonte: Elaborada pelo autor

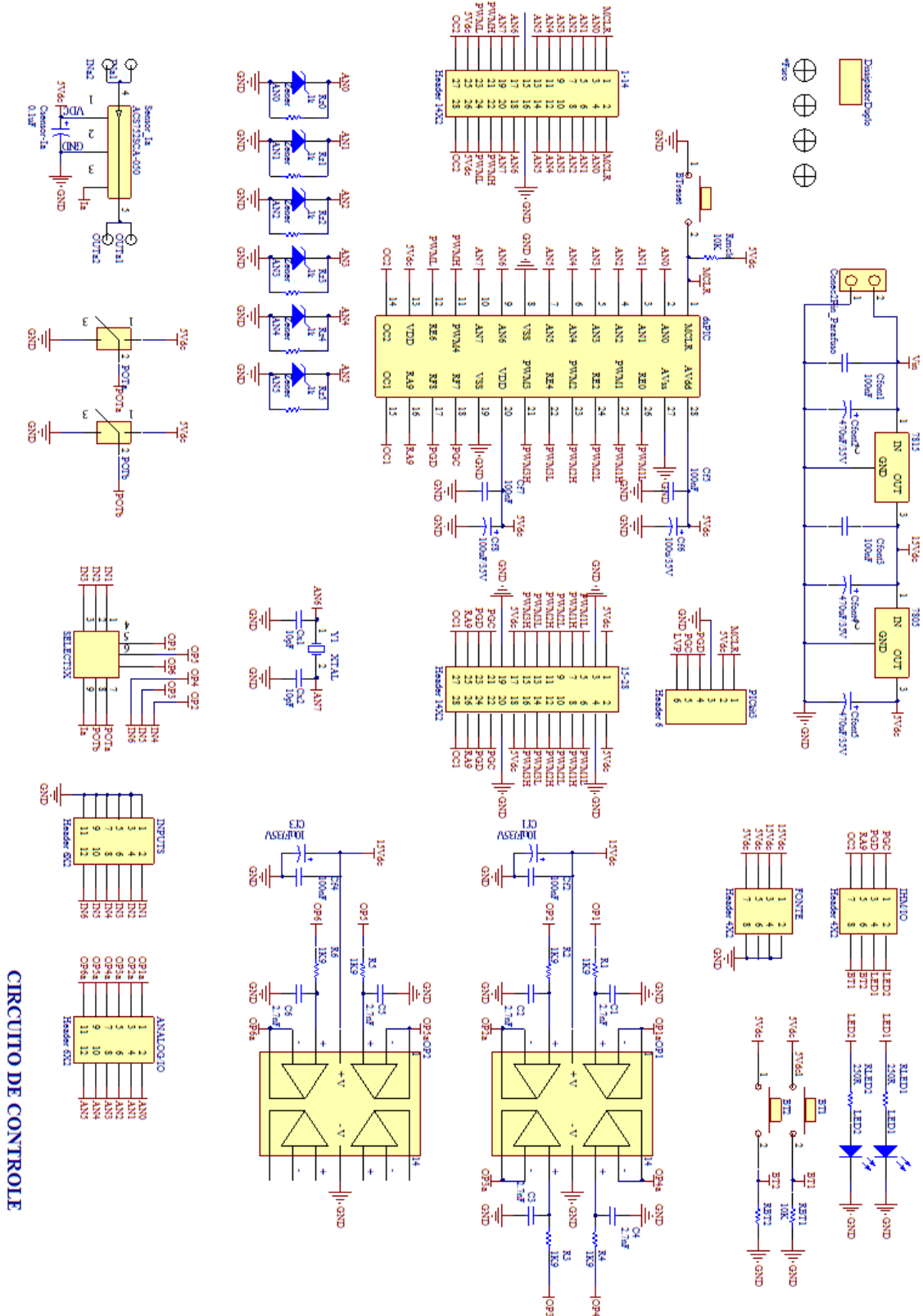
Figura E.2 – Esquemático do *driver* dos interruptores da ponte 2.



Fonte: Elaborada pelo autor

## APÊNDICE F – ESQUEMÁTICO DO CIRCUITO DE CONTROLE

Figura F.1 - Esquemático do circuito de controle (Kit de Desenvolvimento)



Fonte: Desenvolvido por Bruno Almeida.